

Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-Servomotoren

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Alois Weschta

Erlangen 1983

Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-Servomotoren

Der Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg
zur Erlangung des Grades
DOKTOR-INGENIEUR

vorgelegt von
Alois Weschta

Erlangen 1983

Als Dissertation genehmigt von der
Technischen Fakultät der
Universität Erlangen-Nürnberg

Tag der Einreichung: 9. 5. 1983

Tag der Promotion: 1. 8. 1983

Dekan: Prof. Dr. rer. nat. U. Zwicker

Berichterstatter: Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff

Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen der Universität Erlangen-Nürnberg.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Pfaff möchte ich sehr herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit, für seine Unterstützung und seine wertvollen Hinweise danken.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Hosemann gilt mein Dank für das der Arbeit entgegengebrachte Interesse und die Übernahme des Korreferates.

Weiterhin danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Grotstollen für die vielen anregenden Gespräche während der Anfangsphase der Arbeit.

Die Festigkeitsuntersuchungen an den faserverstärkten Kunststoffen wurden am Institut für Werkstoffwissenschaften (Kunststoffe) der Universität Erlangen-Nürnberg durchgeführt. Für diesbezügliche Hinweise darf ich Herrn Dipl.-Ing. G. Link und Herrn Ing. (grad.) W. Opitz meinen Dank aussprechen.

Meinen Freunden und Kollegen, besonders aber Herrn Dipl.-Ing. W. Löbe und Herrn Dr.-Ing. A. Wick, danke ich für die fruchtbaren Diskussionen und die kameradschaftliche Zusammenarbeit. Schließlich gilt mein Dank Herrn G. Nagel für seine Unterstützung bei der mechanischen Konstruktion der Motoren.



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546202_0056

<u>Inhaltsverzeichnis</u>	Seite
1 Einleitung	1
2 Permanenterregte Synchronmotoren	4
2.1 Anforderungen an den Motor	4
2.2 Hartmagnetische Werkstoffe	6
2.3 Bauformen	9
2.4 Umrichter und Regelkonzept	12
3 Grundsätzliches zum Entwurf	14
3.1 Vorbemerkungen	14
3.2 Induktionsberechnung	16
3.3 Berücksichtigung der Eisensättigung	23
3.4 Optimierung der Magnetmasse	27
3.5 Pendelmomente	31
3.6 Entwurfsstrategie	35
3.7 Polschuhe und Flußkonzentration	48
3.8 Mechanische Probleme	50
4 Betriebsverhalten	53
4.1 Maschinenmodell und Motorkenngrößen	53
4.2 Verluste	54
4.2.1 Eisenverluste	55
4.2.2 Wirbelstromverluste im Magnetmaterial	59
4.2.3 Verluste durch Oberwellen	65
4.2.4 Zusatzverluste durch Umrichterspeisung	66
4.2.5 Meßergebnisse	67
4.3 Drehmomentbildung	69
4.4 Dynamik des drehzahlgeregelten Antriebs	71
5 Thermisches Verhalten	74
5.1 Thermisches Modell	74

5.2	Drehmoment-Drehzahldiagramm	78
5.3	Kurzzeitüberlastbarkeit	81
6	Vergleich von verschiedenen Antrieben	83
6.1	Einfluß des Magnetwerkstoffs	83
6.2	Einfluß des Drehmoment-Drehzahl-niveaus	86
6.3	Einfluß der Strangzahl	88
6.4	Einfluß der Speiseeinrichtung	92
7	Schenkelpolmotor mit Dämpferkreisen	93
7.1	Anisotroper Rotor	93
7.2	Dämpferwicklungen	95
7.3	Mathematische Beschreibung	101
8	Scheibenläufermotor	103
8.1	Besonderheiten des elektrischen Entwurfs	103
8.2	Mechanische Entwurfsrechnung	107
8.3	Betriebsverhalten	111
9	Motor mit magnetischer Feldschwächung	115
9.1	Prinzipielle Wirkungsweise	115
9.2	Berechnung der magnetischen Feldschwächung	119
9.3	Dynamische Ummagnetisierung	123
9.4	Betriebsverhalten	127
10	Weitere bürstenlose Antriebe	132
10.1	Nutenloser Motor	132
10.2	Bürstenloser Gleichstrommotor	135
11	Zusammenfassung	144
12	Literaturverzeichnis	146

A	Anhang	152
A1	Daten der ausgeführten Synchron-Servomotoren	152
A1.1	Übersicht	152
A1.2	Betriebsdaten	153
A1.3	Maschinenparameter	154
A1.4	Entwurfsdaten	155
A2	Kennwerte des Transistor-Umrichters	156
A3	Analytische Feldberechnung	156
A4	Berechnung des Drehmoments unter Berücksichtigung der Eisensättigung	158
A5	Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen	163

1 Einleitung

Elektrische Servoantriebe werden aufgrund der fortschreitenden Automatisierung technischer Prozesse immer häufiger eingesetzt. Ihr Anwendungsfeld ist breit gefächert und erstreckt sich von numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen über Handhabungsgeräte, Industrieroboter und Positioniersysteme bis hin zu Sonderanwendungen, z. B. bei Antennen, Spiegelteleskopen oder in der Raumfahrttechnik. Die hierbei an den Antrieb gestellten Forderungen hängen stark vom speziellen Einsatzfall ab und sollen kurz durch die Begriffe hohe Dynamik, gute Gleichförmigkeit der Bewegung, großer Drehzahlstellbereich und exakte Positionierfähigkeit gekennzeichnet werden.

Bis Ende der 70er Jahre wurden für diese Anwendungen vor allem permanenterregte Gleichstrommotoren mit Thyristor-Speisegeräten verwendet, da sich dieser Maschinentyp wegen seiner einfachen Regelbarkeit gut eignet. Die Schwachstelle des Gleichstromantriebs stellt die mechanische Kommutierung dar. Sie ist verantwortlich für die drehzahlabhängige Momentbegrenzung, für zusätzliche Verluste sowie für regelmäßige Wartungsarbeiten. Diese Nachteile weisen bürstenlose Antriebe nicht auf. Mit ihrer Entwicklung wurde begonnen, nachdem vom Bereich der Leistungshalbleiter neue Impulse ausgegangen waren.

Bürstenlose Motoren sind Drehfeldmaschinen und können prinzipiell als Asynchronmotor mit Kurzschlußläufer oder als Synchronmotor, z. B. mit Permanenterregung, ausgeführt werden. Asynchronmotoren zeichnen sich durch eine einfache und preisgünstige Motorkonstruktion aus. Das Hauptproblem dieses Maschinentyps ist aber der im Vergleich zum permanenterregten Motor niedrige Wirkungsgrad. Insbesondere muß daher mit einem höheren Volumen pro Drehmoment gerechnet werden. Für die Regelung steht mit dem Konzept der Feldorientierung ein leistungsfähiges Verfahren zur Verfügung. Versuchsantriebe mit Asynchronmaschinen sind in /1,2/ vorgestellt. Die Aussagekraft der Ergebnisse ist aber insofern eingeschränkt, als in beiden Fällen handelsübliche Normmotoren eingesetzt wurden, die den speziellen Anforderungen keinesfalls in optimaler Weise Rechnung tragen.

1000
1000
1000

Servomotoren in Sychrontechnik vereinigen in sich die Vorteile der Permanentterregung und der berührungslosen Leistungsübertragung auf den Rotor. Das Prinzip der Regelung kann von der Gleichstrommaschine übernommen werden und ist daher sehr einfach. Bereits für die ersten vorgestellten Antriebe /3,4,5/ wurden spezielle Motoren entwickelt. Die Gruppe der permanent-erregten Synchronmotoren läßt sich durch die Form der induzierten Spannung (EMK) nochmals unterteilen. Motoren mit sinusförmiger EMK werden zweckmäßigerweise auch mit sinusförmigen Strömen betrieben. Durch zusätzliche Maßnahmen in der Regelung /6/ oder dem Maschinenentwurf (Kap. 3.5) können mit dieser Variante die höchsten Anforderungen bezüglich Langsamlauf, Gleichförmigkeit der Bewegung oder Positioniergenauigkeit erzielt werden. Weiterhin besteht die Möglichkeit der elektrischen Feldschwächung /6/. Motoren mit rechteck- oder trapezförmiger EMK /7/ werden mit blockförmigen Strömen gespeist und können als "bürstenlose Gleichstrommaschinen" bezeichnet werden. Ihr Hauptvorteil liegt in dem geringeren Aufwand bezüglich der Signalverarbeitung und der Geber.

Die Entwicklungstendenz bei den elektrischen Servoantrieben geht dahin, daß in Anwendungsfällen ohne besondere Anforderungen der Gleichstromantrieb stets dann ersetzt wird, wenn keine wirtschaftlichen Gesichtspunkte dagegen sprechen. Bei speziellen Anforderungen hingegen, zu denen auch die Wartungsfreiheit gehört, eröffnen die bürstenlosen Antriebe neue Perspektiven, so daß der Kostenfaktor in den Hintergrund tritt /8/. Für diese Einsatzfälle ist die permanenterregte Synchronmaschine mit sinusförmiger EMK sehr gut geeignet. Entwurf und Betriebsverhalten solcher Motoren sind Gegenstand der vorliegenden Arbeit.

In den Kapiteln 2 und 3 werden zunächst die Entwurfskriterien und die allgemeine Bemessung der Motoren erläutert. Die folgenden drei Kapitel befassen sich mit Eigenschaften und Kennwerten. Das Betriebsverhalten und die charakteristischen Größen der Maschine lassen sich durch spezielle konstruktive Maßnahmen verbessern. So wird in Kapitel 7 der Schenkelpolmo-

tor mit Dämpferkreisen, in Kapitel 8 der Scheibenläufermotor abgehandelt. Kapitel 9 ist einer besonderen Motorausführung gewidmet, bei der betriebsmäßig eine partielle Entmagnetisierung, magnetische Feldschwächung genannt, zur Vergrößerung des Drehzahlstellbereichs ausgenutzt wird. Weitere permanenterregte Motoren, u. a. der bürstenlose Gleichstrommotor, werden abschließend in Kapitel 10 beschrieben.

2 Permanenterregte Synchronmotoren

2.1 Anforderungen an den Motor

Die Forderungen, die an das gesamte Antriebssystem gestellt werden (vgl. Kap. 1), sind sehr vielschichtig /6,9,10,11,12/. Voraussetzung für die Erfüllung der meisten Bedingungen ist ein geeignetes Regelkonzept und eine hochwertige Speiseeinrichtung (Kap. 2.4). Bei einigen Forderungen, z. B. dem gleichförmigen Lauf, kann die Regelung durch eine sorgfältige Motordimensionierung entlastet werden, während eine andere Gruppe von Forderungen (z. B. Drehmoment, Drehzahl) direkt auf den Motor übertragbar ist. Berücksichtigt man noch die Anpassung an den Umrichter, so ergeben sich bezüglich des Motors die folgenden Forderungen:

Der Motor muß das von der Arbeitsmaschine benötigte Drehmoment ohne thermische Überlastung aufbringen können. Einen charakteristischen Kennwert hierfür stellt das im Dauerbetrieb bei Stillstand zulässige Drehmoment M_0 dar. Im Kurzzeitbetrieb wird für eine begrenzte Zeit das Mehrfache des Stillstandsmoments gefordert. Daneben ist eine hohe mechanische und elektrische Überlastbarkeit wichtig. Beim Spitzenstrom des Umrichters darf noch keine irreversible Entmagnetisierung der Permanentmagnete auftreten. Wohl aber wird eine Drehmomenteinbuße durch die Eisensättigung in Kauf genommen. Weiterhin ist es wesentlich, daß bei der maximalen Bearbeitungsdrehzahl - sie entspricht etwa der Nenndrehzahl - noch eine ausreichende Spannungsreserve für dynamische Vorgänge zur Verfügung steht. Winkelabhängige Drehmomente, die zwangsläufig zu Drehzahlschwankungen führen, sind durch konstruktive Maßnahmen am Motor möglichst zu unterdrücken. Damit wird außerdem das exakte Positionieren sowie das Einstellen kleinster Weginkremente erleichtert. Das dynamische Verhalten des Motors hängt von der erzielbaren Momentänderungsgeschwindigkeit ab. Da wegen des konstanten Erregerflusses das Drehmoment nur über den Statorstrom beeinflusst werden kann, wird die Zeit für die Drehmomentänderung in starkem Maße durch die Motorinduktivität bestimmt. Man strebt daher möglichst kleine Werte der Induktivität an. Allerdings muß die

für den sicheren Betrieb des Umrichters notwendige Mindestinduktivität eingehalten werden. Bezüglich des Führungsverhaltens ist ein kleines Massenträgheitsmoment des Motors von Vorteil. Treten jedoch häufig sprunghaftige Laständerungen auf, so kann ein etwas größeres Trägheitsmoment zur Reduzierung der Drehzahleinbrüche beitragen. Um bei dynamischen Vorgängen keine mechanischen Schwingungen anzuregen, ist auf eine steife Ausführung von Welle, Rotor, Stator und Gehäuse zu achten.

Weitere Anforderungen an den Motor werden durch verschiedene Randbedingungen vorgegeben. An den Arbeitsmaschinen steht oft nur ein begrenzter Einbauraum zur Verfügung. Beim Motorentwurf mit minimalem Volumen tritt der Problemkreis Verluste in den Mittelpunkt, so daß ein geeigneter Kompromiß gefunden werden muß. In bezug auf die Abgabe der Verlustwärme ist die Fremdkühlung mit externem Lüfter besonders effektiv. Diese Kühlart läßt sich jedoch nicht einsetzen, wenn eine geschlossene Maschine der Schutzart IP 44 oder höher verlangt wird. Auch bei beengten Einbauverhältnissen scheidet ein fremdgekühlter Motor oftmals aus. In diesen Fällen müssen die Verluste über die Oberfläche des Gehäuses, welches mit Rippen versehen sein kann, abgegeben werden. Eine Wärmeableitung über Flansch oder Welle sollte vermieden werden, da sonst eine Erwärmung der Arbeitsmaschine auftreten würde. In den Maschinenentwurf kann weiterhin die Optimierung der Herstellungskosten eingehen (z. B. über die Magnetkosten, vgl. Kap. 3.4).

Ob Servomotoren mit oder ohne Anpassungsgetriebe eingesetzt werden sollen, hängt vom jeweiligen Anwendungsfall ab. Durch das Zwischerschalten eines Untersetzungsgetriebes erhält man mit dem Übersetzungsverhältnis einen zusätzlichen Freiheitsgrad zur Systemoptimierung. Wegen des geringeren Drehmomentbedarfs kann ein kleinerer, preisgünstigerer Motor eingesetzt werden. Zu berücksichtigen ist allerdings, daß das nicht wartungsfreie Bauelement Getriebe ein zusätzliches Fremdträgheitsmoment und eine Lose aufweist. Eine ausführliche Diskussion der Problematik des Getriebeeinsatzes ist in /9/ zu finden.

2.2 Hartmagnetische Werkstoffe

Wichtigste Bedingung für die Bemessung des magnetischen Kreises ist, daß in keinem Betriebszustand eine irreversible Entmagnetisierung des hartmagnetischen Werkstoffs auftreten darf. Dieser Sachverhalt soll mittels Bild 2.1 näher erläutert werden. Dort ist die Entmagnetisierungskennlinie eines Permanentmagneten dargestellt, die aus einem linearen, reversiblen Teil und einem stark abfallenden, irreversiblen Teil besteht. Weiterhin ist die Arbeitsgerade, deren Steigung ausschließlich durch die Motorgeometrie bestimmt wird, für verschiedene elektrische Zusatzdurchflutungen θ eingezeichnet. Bei stromlosem Anker stellt sich nun der Arbeitspunkt A ein. Während kleine Durchflutungen keine irreversiblen Entmagnetisierungen verursachen, ist dies für $\theta = \theta_{\min}$ im Arbeitspunkt B der Fall. Beim Abbau dieser Durchflutung wird eine neue permanente Kennlinie des Werkstoffs gemäß

$$B_M = B_p + \mu_p \mu_0 H_M \quad (2.1)$$

durchfahren. Im stromlosen Zustand stellt sich nur noch die geringere Induktion des Arbeitspunktes C ein. Eine derartige

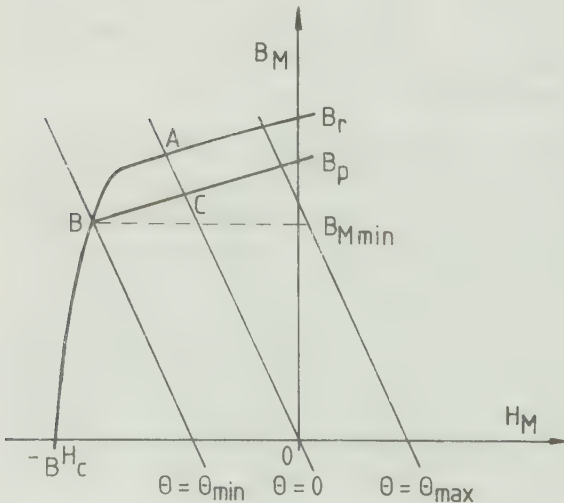


Bild 2.1
Kennlinien des
Dauermagneten und
Arbeitsgeraden

Teilentmagnetisierung kann dann toleriert werden, wenn die Permanenz B_p geringfügig niedriger liegt als die Remanenz B_r . Es muß allerdings gewährleistet sein, daß die Induktion im Magneten stets größer ist als der Grenzwert B_{Mmin} im Arbeitspunkt B.

Für den Einsatz in elektrischen Maschinen stehen eine Reihe von verschiedenartigen Magnetmaterialien zur Verfügung, deren typische Daten in Tab. 2.1 und deren Entmagnetisierungskurven in Bild 2.2 zusammengestellt sind. Die Induktion B_{Mmin} wurde dabei nach obigen Gesichtspunkten festgelegt.

Das weite Spektrum der AlNiCo-Werkstoffe wird durch zwei Vertreter (Nr. 1 und 2) repräsentiert. Es fällt auf, daß diese Magnete zwar eine relativ große Remanenzinduktion aufweisen, aber wegen der kleinen Koerzitivfeldstärke empfindlich gegenüber äußeren Feldern sind. Dies führt zu großen Magnethöhen (vgl. Tab. 6.1).

Die Gruppe der Ferritmagnete (Nr. 3 und 4) zeichnet sich durch eine hohe Koerzitivfeldstärke und einen großen reversiblen Bereich der Entmagnetisierungskennlinie aus. Die Rema-

Nr.	Typ	B_r/T	$B_H^C / \frac{kA}{m}$	B_{Mmin}/T	μ_p	$\alpha_{Br}/\%$	Quelle
1	AlNiCo	1,3	60	1,2	1,7	-0,05	/17,18/
2	AlNiCo	1,0	125	0,85	1,4	-0,03	/17/
3	Ferrit	0,39	265	0,1	1,05	-0,2	/13/
4	Ferrit	0,34	265	0	1,05	-0,2	/13/
5	SmCo ₅	0,95	710	-0,2	1,01	-0,04	/14,19/
6	Sm ₂ Co ₁₇	1,1	520	0,6	1,02	-0,04	/17/
7	FeCrCo	1,3	47	1,15	3,0	-0,04	/17/
8	MnAlC	0,62	215	0,35	1,3	-0,12	/15/

Tab. 2.1 Typische Kennwerte von Magnetwerkstoffen

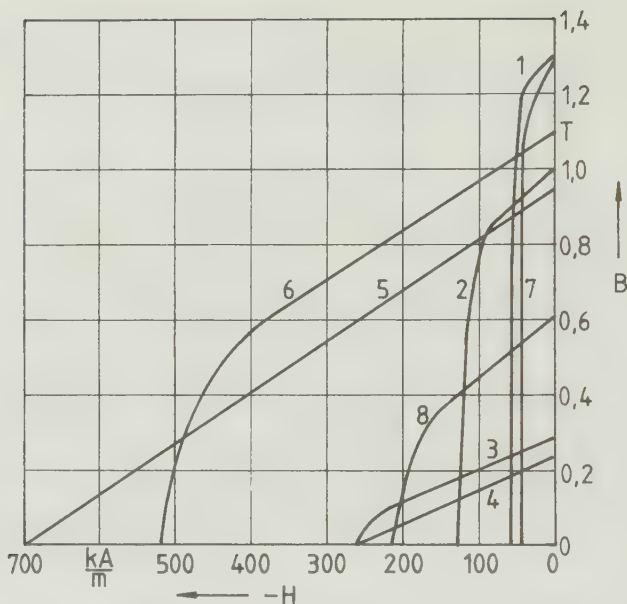


Bild 2.2 Entmagnetisierungskurven der Magnetwerkstoffe
aus Tab. 2.1

nenzinduktion liegt jedoch deutlich niedriger, so daß ohne Flußkonzentration nur geringe Luftspaltinduktionen zu erzielen sind. Das Temperaturverhalten dieser Magnete muß bei der Maschinendimensionierung unbedingt beachtet werden /13/.

Die Seltenen-Erden-Magnete sind durch sehr große Werte von Remanenz und Koerzitivfeldstärke gekennzeichnet. Werkstoff Nr. 5 besteht aus Samarium und Kobalt im Verhältnis 1:5. Da der lineare Teil seiner Entmagnetisierungskurve weit in den 3. Quadranten hineinreicht /14/, ist dieses Material für Anwendungen im Elektromaschinenbau besonders geeignet. Mit einem Verhältnis Samarium zu Kobalt von 2:17 lassen sich noch höhere Remanenzflußdichten bei allerdings reduzierter Koerzitivfeldstärke erzielen (Nr. 6). Eine weitere Variante besteht darin, das Samarium durch andere Seltene Erden zu ersetzen, z. B.

durch Cer. Die Magnetisierungskurven dieser Werkstoffe liegen nur wenig unter derjenigen von Werkstoff Nr. 5.

Mit den Magnetwerkstoffen Nr. 7 und 8 sollen noch zwei neuere Typen vorgestellt werden. Die Eisen-Chrom-Kobalt-Werkstoffe sind bereits am Markt eingeführt und besitzen ähnliche Eigenschaften wie die AlNiCo-Magnete. Im Gegensatz zu diesen zeichnen sie sich jedoch durch eine gute Bearbeitbarkeit aus, die sonst nur noch die Ferrite aufweisen. Von den Mangan-Aluminium-Kohlenstoff-Magneten (Nr. 8) existieren bisher nur Labormuster /15/. Der niedrige Preis der Rohmaterialien sowie die durchaus akzeptablen magnetischen Eigenschaften begründen die Hoffnung, daß dieser Werkstoff in absehbarer Zeit ebenfalls als Massenprodukt hergestellt wird.

Die Kosten von permanenterregten Motoren werden zu einem nicht unerheblichen Teil vom Preis des hartmagnetischen Werkstoffs bestimmt. Die Preisrelation zwischen Ferrit, AlNiCo und SmCo_5 beträgt nach /16/ bei den reinen Werkstoffkosten pro Gewichtseinheit 1:5:15. Die Kosten der FeCrCo-Werkstoffe entsprechen denen von AlNiCo. Stehen beim Maschinenentwurf die Gesamtkosten im Mittelpunkt, wird man wegen des deutlichen Preisabstandes Ferritwerkstoffe einsetzen. Sollen dagegen andere Eigenschaften optimiert werden, können hochwertigere Werkstoffe Verwendung finden. Für den Bau der Versuchsmaschinen wurden daher überwiegend Werkstoffe aus Seltenen Erden vorgezogen.

2.3 Bauformen

Eine Klassifikation der Bauform permanenterregter Synchronmotoren kann anhand des Verhältnisses von aktiver Eisenlänge zu Bohrungsdurchmesser l/D sowie der Art der Flußführung im Rotor vorgenommen werden. Das Verhältnis l/D wird bei Servomotoren von der Forderung nach einem kleinen Trägheitsmoment beeinflusst. Ein großer Zahlenwert von l/D führt zu Maschinen mit schlanker Bauform, während kleine Werte von l/D für Kurzmotoren und Scheibenläufermotoren charakteristisch sind.

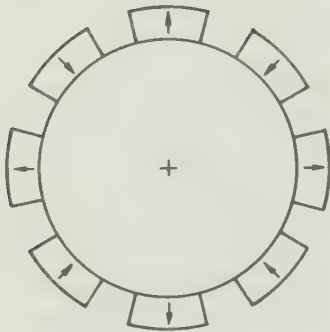


Bild 2.3 Rotor mit
Schalenmagneten

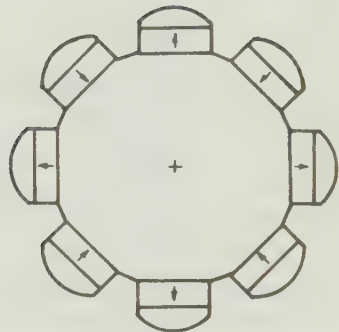


Bild 2.4 Rotor mit
Polschuhen

Bei schlanken Motoren wird das Verhältnis l/D auf 2 ... 3 begrenzt, da die sonst auftretenden mechanischen Probleme nur mit besonderem Aufwand zu bewältigen sind. Ein sehr einfacher Aufbau des Rotors ergibt sich dann, wenn die Permanentmagnete wie in Bild 2.3 direkt auf der Läuferoberfläche befestigt werden /3,7/. Aus fertigungstechnischen Gründen werden aber die Magnetpole aus mehreren quaderförmigen Einzelmagneten zusammengesetzt. Eine zusätzliche Sicherung der Magnete bezüglich der Fliehkraftbeanspruchung ist durch das Anbringen einer Faserbandage oder einer metallischen Umhüllung /20/ möglich. Die Vorteile des Rotoraufbaus nach Bild 2.3 liegen in der einfachen mechanischen Konstruktion, der hohen Steifigkeit des Rotors und den relativ kleinen synchronen Induktivitäten. Die Magnete verhalten sich nämlich wegen der geringen permanenten Permeabilität μ_p (vgl. Tab. 2.1) bezüglich der Ankerrückwirkung etwa wie Luft. Andererseits werden die Magnete voll mit dem Ankerfeld beaufschlagt, was beim Entwurf zu berücksichtigen ist.

Die Kurvenform der Luftspaltinduktion kann durch Verwenden von weichmagnetischen Polschuhen nach Bild 2.4 so beeinflusst werden, daß sich eine nahezu sinusförmige Induktionsverteilung ergibt. Auch wird das Ankerfeld bei ausschließlicher

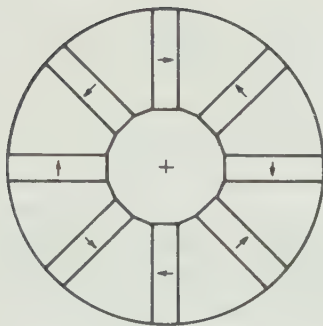


Bild 2.5 Rotor mit
Flußkonzentration

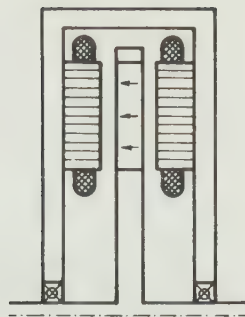


Bild 2.6 Scheibenläufer

Stromführung in der Querachse von den Magneten vollständig ferngehalten. Dafür steigt die Querinduktivität an, die jetzt durch den mechanischen Luftspalt bestimmt wird. Sie kann aber durch eine Unterteilung der Polschuhe wieder etwas reduziert werden /21/.

Die bisher vorgestellten Geometrien führen bei der Verwendung von Ferritmagneten wegen deren niedriger Remanenz zu einer ungünstigen Maschinenausnutzung. Diesen Nachteil vermeiden Rotorausführungen mit Flußkonzentration. Der geometrische Aufbau eines solchen Läufers ist in Bild 2.5 dargestellt. Darüber hinaus existieren eine Reihe von anderen Anordnungen /22,23/. Jede dieser Konstruktionen besitzt aber ausgeprägte magnetische Streupfade - im Fall von Bild 2.5 ist dies die unmagnetische Welle -, die einen Teil des Erregerflusses am Stator vorbeiführen. Bezüglich der Ausbildung des Ankerquerfeldes und der Induktivität der Querachse liegen die gleichen Verhältnisse vor wie bei der Variante mit Polschuhen. Maßnahmen zur Flußkonzentration lassen sich bei läuferseitiger Erregung wegen der beengten Raumverhältnisse nur mit Mühe realisieren, während bei Gleichstrommaschinen sehr elegante Lösungen möglich sind /22/.

Werden Radialflußmotoren mit einem kleinen Längen/Durchmesserverhältnis, etwa $l/D = 0,2 \dots 0,5$, gebaut, so erhält

man sogenannte Kurzmotoren. Dieser Typ ist besonders dort interessant, wo einerseits die schlanken Bauformen wegen der großen Maschinenlänge nicht mehr einsetzbar sind, aber andererseits die Fertigungstechnologie dieser Motoren beibehalten werden soll. Aufgrund des großen Bohrungsdurchmessers muß jedoch mit einem relativ hohen Trägheitsmoment gerechnet werden. Eine Verbesserung in dieser Hinsicht kann mit Axialflußmotoren, den sogenannten Scheibenläufermotoren, erzielt werden, die zudem eine kleinere Gesamtlänge aufweisen. In Bild 2.6 ist eine Doppelstatorausführung dieses Typs dargestellt, bei der sich die Rotorscheibe mit den integrierten Magneten zwischen zwei identisch aufgebauten Statoren bewegt.

Zu den bisher beschriebenen Bauformen gibt es jeweils eine weitere Variante, die man durch Vertauschen der Anordnung von feststehendem und rotierendem Teil erhält. Bei den Radialflußmotoren entsteht so die Außenläuferbauweise, beim Axialflußmotor das Doppelrotorkonzept mit dazwischenliegendem Stator. Im allgemeinen steigt aber das Trägheitsmoment an, und die Kühlung wird schwieriger, so daß diese Bauarten für die betrachteten Anwendungsfälle nicht weiter verfolgt werden sollen.

Die günstigsten Bauformen von Servomotoren sind diejenigen, bei denen sich die Permanentmagnete direkt am Luftspalt befinden. Auf diese Weise lassen sich die niedrigsten Induktivitäten erzielen. Daher werden die Versuchsmotoren gemäß den Rotorgeometrien von Bild 2.3 und 2.6 entworfen.

2.4 Umrichter und Regelkonzept

Die Speiseeinrichtung und das Regelkonzept haben neben den Eigenschaften des Motors entscheidenden Einfluß auf die Güte des Servoantriebs. Von den verschiedenen Umrichtertypen kommt deshalb in erster Linie der Puls-Wechselrichter in Frage. Motoren mit niedriger Induktivität können ohne Vorschalttdrossel nur sinnvoll betrieben werden, wenn die Stromwelligkeit durch eine hohe Schaltfrequenz des Umrichters begrenzt wird. Für Servoanwendungen ist daher der Spannungszwischenkreisumrichter

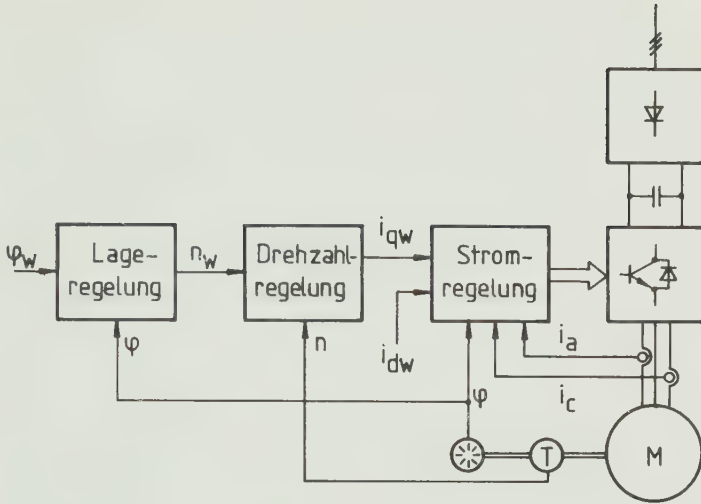


Bild 2.7 Gesamtkonzept

mit Leistungstransistoren besonders geeignet. Die Daten des verwendeten Umrichters sind im Anhang A2 zusammengestellt.

Bild 2.7 zeigt das Gesamtkonzept des Antriebs. Der Leistungsteil besteht aus einer ungesteuerten Eingangsbrücke, dem Zwischenkreiskondensator und dem dreiphasigen Transistor-Pulsumrichter. Die Regelung ist in der bewährten Kaskadenstruktur mit Regelkreisen für Lage, Drehzahl und Strom aufgebaut. Die Stromsollwerte werden im rotorfesten Koordinatensystem vorgegeben, wobei i_{qw} das Ausgangssignal des Drehzahlreglers darstellt und i_{dw} für die elektrische Feldschwächung benutzt werden kann. Für die eigentliche Stromregelung, die im statorfesten Koordinatensystem durchgeführt wird, können im einfachsten Fall Zweipunktregler eingesetzt werden. Leistungsfähigere Regelverfahren sind in /24/ beschrieben. Der Drehzahlregler besitzt PI-Verhalten, der übergeordnete Lageregler P-Verhalten. An Meßgebern werden neben den Stromwandlern ein Tachogenerator zur Drehzahlerfassung und ein Impulsgeber zur Lageerfassung und zur Koordinatentransformation benötigt.

3 Grundsätzliches zum Entwurf

3.1 Vorbemerkungen

Ziel dieses Kapitels ist es, die Grundlagen des Entwurfs von permanenterregten Synchron-Servomotoren am Beispiel der Radialflußmotoren darzulegen. Hierzu werden die Bemessungsgleichungen abgeleitet und eine Optimierung durchgeführt.

Aus den umfangreichen Einsatzgebieten der Servoantriebe wurde für den Bau von Versuchsmotoren zunächst der Bereich der Vorschubantriebe an Werkzeugmaschinen herausgegriffen. Diese Motoren besitzen eine schlanke Bauform und werden i. a. ohne Zwischenschaltung eines Getriebes an die Arbeitsspindel angekuppelt. Das Drehzahlniveau liegt, wie der Zusammenstellung der Anforderungen von Tab. 3.1 zu entnehmen ist, relativ niedrig, da die Ganghöhe der Spindel nur in engen Grenzen wählbar ist. Für Anwendungen an Handhabungsgeräten kommen kurze Motoren in Verbindung mit einem Getriebe in Frage. Die Bemessungsgrößen des Prototyps, der in Scheibenläuferbauform konzipiert ist, sind in Tab. 3.1 ebenfalls angeführt. Bemerkenswert ist der deutliche Unterschied der Dauerdrehmomente im Stillstand und bei Nenndrehzahl, der aus den relativ großen Eisenverlusten der hochtourigen Maschine resultiert. Der zulässige Spitzenstrom des Scheibenläufermotors wurde gegenüber dem schlanken Motor reduziert und dem maximalen Getriebemoment angepaßt.

		schlanke Bauform	Scheibenläufer
Nenndrehzahl	n_N	500 U/min	3000 U/min
Maximale Drehzahl	$n_{\max}$	1000 U/min	6000 U/min
Stillstands Drehmoment	M_0	40 Nm	15 Nm
Drehmoment bei n_N	M_N	40 Nm	7 Nm
Maximaler Strom	$I_{\max}$	$7 \cdot I_N$	$6 \cdot I_N$

Tab. 3.1 Bemessungsgrößen der Prototypen

Mit den angegebenen Bemessungsgrößen wurden mehrere dreiphasige Prototypen entworfen und gebaut. Ihre charakteristischen Merkmale sind im Anhang A1.1 aufgeführt. Bei den schlanken Bauformen (Motor 1,2,3 und 5) wurde auf gleiche Bohrungsabmessungen geachtet, so daß eine Austauschbarkeit der Statoren und Rotoren gewährleistet ist.

Die ersten Maschinenkonstanten lassen sich aus den Anforderungen an den Motor und den Daten des Umrichters (Anhang A2) bestimmen. Es handelt sich hierbei zunächst um die Spannungskonstante

$$K_E = \left. \frac{U_1}{n} \right|_{I=0}, \quad (3.1)$$

die als Quotient aus induzierter Spannung (Effektivwert der Grundschiwingung) und Drehzahl definiert ist. Sie kann über die maximale Umrichterspannung bei Vollblocksteuerung (siehe Gl. (6.4)) und die maximale Drehzahl abgeschätzt werden. Die Drehmomentkonstante

$$K_M = \left. \frac{M}{I_1} \right|_{I_d=0} \quad (3.2)$$

(I_1 : Effektivwert der Grundschiwingung) hängt mit der Spannungskonstanten über die Beziehung

$$K_M = K_E \cdot m / (2\pi) \quad (3.3)$$

zusammen, was sich anhand einer Leistungsbilanz zeigen läßt /6/. m bezeichnet die Strangzahl. Mit Gl. (3.2) kann der Nennstrom I_N des Motors und mit der geforderten Stromüberlastbarkeit

$$i_I = I_{\max} / I_N \quad (3.4)$$

der zulässige Spitzenstrom bestimmt werden. Weiterhin ist zu überprüfen, ob der Spitzenstrom des Umrichters niedriger als $I_{\max}$ liegt. Gegebenenfalls müssen K_E und K_M entsprechend reduziert werden.

Die Entwurfsgleichungen der folgenden Abschnitte sind allgemein gehalten und für die Bemessung von Motoren unterschiedlicher Leistung gleichermaßen geeignet. Für Beispielrechnungen oder graphische Darstellungen wurden die Zahlenwerte von Tab. 3.1 verwendet. Die Daten der nach den aufgezeigten Kriterien realisierten Motoren sind im Anhang A1.2 bis A1.4 zusammengestellt.

3.2 Induktionsberechnung

Die Ermittlung der Luftspaltinduktion ist für die Dimensionierung elektrischer Maschinen von zentraler Bedeutung. Zunächst sollen einfache und somit für die Entwurfsrechnung gut geeignete Formeln für die Induktion angegeben werden (vgl. auch /6/). Um Motoren mit Flußkonzentration ebenfalls zu erfassen, wird eine Rotorgeometrie nach Bild 3.1 betrachtet. Der Berechnung liegen ein homogener Feldverlauf und eine Vernachlässigung der magnetischen Spannungsabfälle in den Jochen und in den Polschuhen zugrunde. Mit der Beschreibung der Permanentmagnete nach Gl. (2.1), der Quellenfreiheit der Induktion und dem Durchflutungsgesetz kann man die Luftspaltinduktion der stromlosen Maschine zu

$$B_{\delta} = \frac{B_p}{(1+k_S) (\sigma_m A_{\delta} / A_M + \mu_p \delta / h_M)} \quad (3.5)$$

bestimmen, wobei k_S den Sättigungsgrad (Zahnsättigung) gemäß

$$k_S = \frac{H_z h_n}{B_M h_M / (\mu_o \mu_p) + H_{\delta} \delta} \quad (3.6)$$

und σ_m den Streufaktor des Polradflusses /59/ gemäß

$$\sigma_m = (B_M A_M) / (B_{\delta} A_{\delta}) > 1 \quad (3.7)$$

bezeichnet. Die Ermittlung von σ_m erfolgt anhand von Feldröhren /25/. A_M und A_{δ} stellen die Querschnittsflächen von Luftspalt und Magnet dar. Geht man beim Entwurf der Maschine von einem konventionellen Statorblechschnitt aus, so ergibt

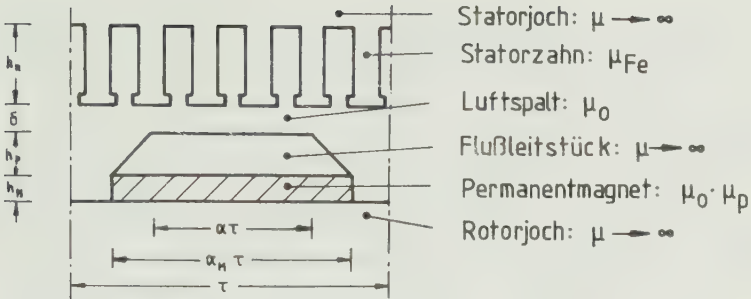


Bild 3.1 Rotorgeometrie zur Induktionsberechnung

sich auch beim Einsatz von Magnetwerkstoffen mit hoher Remanenz eine schwache Sättigung der Maschine, da die permanente Permeabilität μ_p sehr klein ist. Für den Motorenentwurf wird im folgenden von einem bekannten, nach Kap. 3.3 festgelegten Sättigungsgrad ausgegangen.

Die wichtige Grundwelle der Luftspaltinduktion $\hat{B}_{\delta 1}$ ergibt sich aus dem blockförmigen Induktionsverlauf mit Hilfe einer Fourieranalyse zu

$$\hat{B}_{\delta 1} = \frac{4}{\pi} \sin \left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) B_{\delta}, \quad (3.8)$$

wobei mit α der Polbedeckungsfaktor bezeichnet ist. Bei einer Rotorausführung mit Magneten am Luftspalt kann Gl. (3.5) gemäß

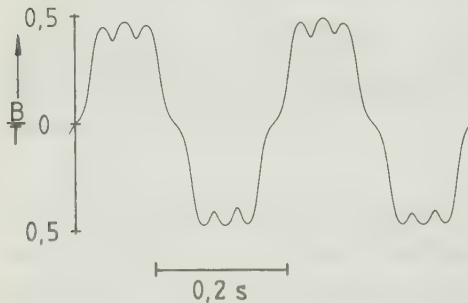
$$B_{\delta} = B_M = \frac{B_p}{(1+k_G)(1+\mu_p \delta / h_M)} \quad (3.9)$$

vereinfacht werden, wobei die magnetische Streuung zunächst vernachlässigt wird.

Die bisherigen idealisierten Induktionsverläufe sollen am Beispiel der Rotorgeometrie von Bild 2.3 unter der Annahme $\mu_p = 1$ mittels einer exakten Feldberechnung überprüft werden. Derartige Ansätze sind für lineare Anordnungen bereits in der

Literatur /26,27/ vorgestellt worden. Die Anwendung dieser Berechnungsmethode auf gekrümmte Geometrien, die für Radialflußmotoren typisch sind, ist im Anhang A3 kurz skizziert. Mit Hilfe dieses Ergebnisses werden verschiedene Punkte näher untersucht.

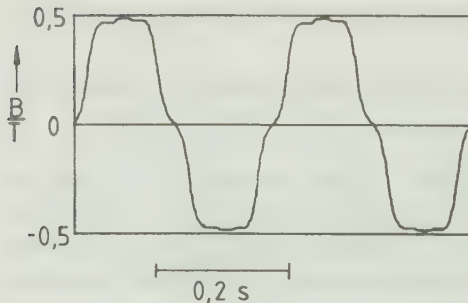
Zunächst soll am Beispiel von Motor 1 der nach Gl. (A3.1) berechnete und der mittels einer Hallsonde gemessene Induktionsverlauf verglichen werden. Bei diesem Motor besteht ein Pol aus drei quaderförmigen Permanentmagneten. In der Rechnung wurde diese Unterteilung durch eine entsprechende Summation berücksichtigt. Die Messung erfolgte bei einer konstanten Drehzahl von 50 U/min. Anhand der Ergebnisse von Bild 3.2 kann eine gute Übereinstimmung festgestellt werden. Lediglich zwischen den Teilmagneten sind bei der Messung größere Induktionseinbrüche zu erkennen. Ursache hierfür ist die Tatsache, daß die magnetfeldabhängige Halbleiterschicht des Hallelements auf



a) Messung

Bild 3.2

Induktionsverlauf an
der Bohrungsoberfläche



b) Rechnung

einem Keramiksubstrat mit ca. 0,5 mm Dicke aufgebracht war und somit nicht die Induktion an der Bohrungsoberfläche gemessen werden konnte.

Die Induktionsberechnung nach Gl. (3.9) vernachlässigt die magnetische Streuung. Eine Korrektur kann über den Grundwellenminderungsfaktor

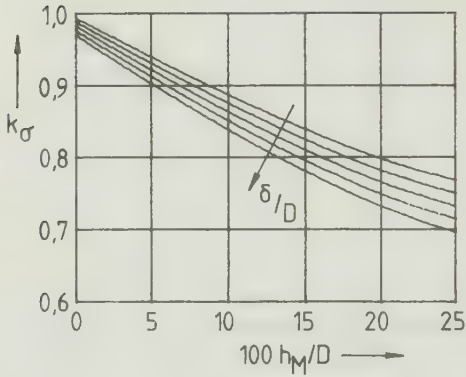
$$k_{\sigma} = \hat{B}_1 / \left(\frac{4}{\pi} \sin \left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) B_0 \right), \quad (3.10)$$

vorgenommen werden, der angibt, in welchem Verhältnis die nach Anhang A3 ermittelte Grundwelle der Induktion zu derjenigen steht, die nach Gln. (3.8) und (3.9) sehr einfach berechnet werden kann. Die numerische Auswertung von k_{σ} ist in Bild 3.3 für die Polpaarzahlen $p = 3$ und $p = 4$ als Funktion der Parameter h_M/D und δ/D dargestellt. Die starke Abhängigkeit des Grundwellenminderungsfaktors k_{σ} von den Maschinenparametern kann teilweise auf die Querschnittsänderung durch die Krümmung zurückgeführt werden. Daher treten bei den Berechnungsverfahren, die von einer linearen Anordnung ausgehen, nicht zu vernachlässigende Fehler auf. So wurde beispielsweise der Faktor k_{σ} für den Motor 1 zu $k_{\sigma} = 0,973$ ermittelt, während mit Berücksichtigung der Krümmung $k_{\sigma} = 0,905$ gilt.

Für den Maschinenentwurf werden die Parameter h_M/D und δ/D zunächst geschätzt und hiermit k_{σ} bestimmt. Unter Berücksichtigung der Eisensättigung ergibt sich dann die Grundwelle der Luftspaltinduktion zu

$$\hat{B}_{\delta 1} = \frac{4}{\pi} \sin \left(\alpha \frac{\pi}{2} \right) \frac{B_p}{1 + \mu_p \delta / h_M} \frac{k_{\sigma}}{1 + k_S}, \quad (3.11)$$

wobei für den Entwurf die Größen δ und h_M als noch frei wählbare Parameter betrachtet werden. Nach der Bemessung der Maschine ist eine Überprüfung des tatsächlichen Wertes von k_{σ} notwendig. Bei großen Abweichungen wird die Entwurfsprozedur wiederholt.



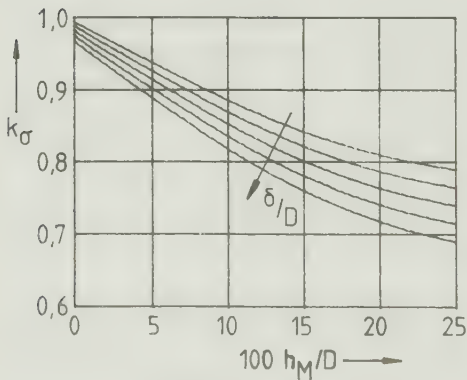
a) $p = 3$

Bild 3.3

Grundwellenminderungs-
faktor k_σ

Parameter:

$1000 \frac{\delta}{D} = 5, 10, 15, 20, 25$



b) $p = 4$

Bei linearen Magnetanordnungen besteht durch stetiges Vergrößern der Magnethöhe die Möglichkeit, die Luftspaltinduktion und deren Grundwelle zu erhöhen. Für gekrümmte Anordnungen wird aber wegen des Faktors k_σ die Grundwelle ab einer bestimmten Magnethöhe nicht mehr ansteigen. Dies ist in Bild 3.4 für eine 8-polige Maschine mit einem Bohrungsdurchmesser von $D = 103 \text{ mm}$ und einem Luftspalt von $0,6 \text{ mm}$ dargestellt. Es existiert ein flaches Maximum der Induktion. Die optimale Magnethöhe kann näherungsweise zu

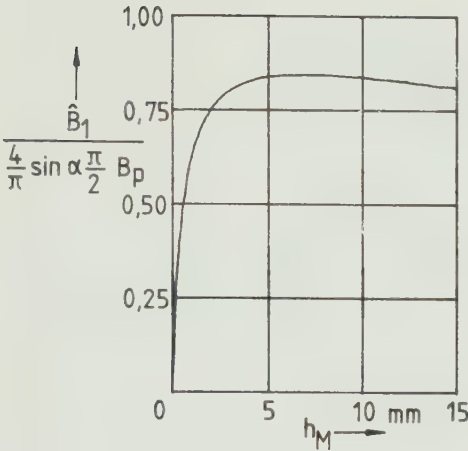


Bild 3.4

Optimale Magnethöhe $h_{M,opt}$

$p = 4$, $\delta = 0,6$ mm,

$D = 103$ mm

$$h_{M,opt} = \sqrt{D\delta} \quad (3.12)$$

bestimmt werden und beträgt im vorliegenden Beispiel

$h_{M,opt} = 7,9$ mm. Die Problematik von großen Magnethöhen tritt vor allem dann auf, wenn Magnetwerkstoffe mit kleiner Koerzitivfeldstärke oder mit kleiner Remanenz eingesetzt werden.

Als letzte Anwendung der Feldberechnung soll die Bestimmung der Hauptinduktivität näher betrachtet werden. Die konventionelle Berechnung geht von einem radial verlaufenden Luftspaltfeld aus, was umso besser erfüllt wird, je kleiner die Luftspatlänge ist. Bei permanenterregten Motoren wird jedoch der große magnetische Luftspalt

$$\delta_m = \delta + h_M/\mu_p \quad (3.13)$$

wirksam, bei dem diese Voraussetzung nicht mehr zutrifft. Die Korrektur soll mittels des Induktivitätsfaktors k_L geschehen, der nach Multiplikation mit der konventionell berechneten Hauptinduktivität auf den exakten Wert führt. Er berechnet sich gemäß Anhang A3 zu

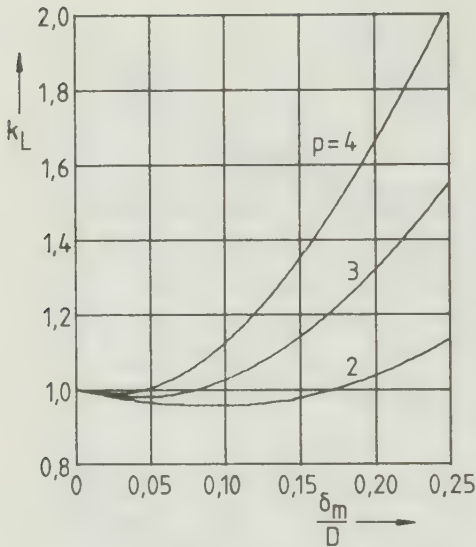


Bild 3.5

Induktivitätsfaktor k_L

$$k_L = \frac{2 \delta_m p (R_1/R_2)^{2p} + 1}{D (R_1/R_2)^{2p} - 1} \quad (3.14)$$

und ist in Bild 3.5 in Abhängigkeit von δ_m dargestellt. Man erkennt, daß mit steigenden Werten von δ_m zunächst der Induktivitätsfaktor abnimmt. Dies ist darauf zurückzuführen, daß die Feldlinien zum Rotor hin leicht auseinanderlaufen und somit länger werden. Bei einer weiteren Steigerung tritt der Fall ein, daß immer mehr Feldlinien den Rotor gar nicht mehr berühren und sich somit ihre ursprüngliche Länge reduziert. Dann ist die tatsächliche Induktivität höher als erwartet. Dieser letztgenannte Effekt spielt besonders bei hochpoligen Maschinen eine Rolle.

Zur Vorgehensweise bei der exakten Berechnung des Luftspaltfeldes sollen abschließend einige Bemerkungen gemacht werden. Die Eisensättigung der Statorzähne kann nach der Erweiterung der Geometrie durch den Ansatz einer richtungsabhängigen Permeabilität erfaßt werden /26/. Nachteilig an dieser Methode ist aber, daß die Sättigung nicht über die tat-

sächliche Magnetisierungskennlinie des Eisens berücksichtigt wird und daß die Effekte der Sättigung und der magnetischen Streuung nur gemeinsam betrachtet werden können. Für die Entwurfsrechnung wurde daher die Eisensättigung ausschließlich über den Sättigungsgrad k_S berücksichtigt. Weitere Einschränkungen der Feldberechnungsmethode sind dadurch gegeben, daß eine Rotorgeometrie nach Bild 2.3 vorliegen muß und daß die Permeabilität der Magnete zu $\mu_p = 1$ gesetzt wird. Eine Verallgemeinerung kann durch Vorgabe von komplizierter aufgebauten Potentialen für eine größere Zahl von Teilbereichen erzielt werden, wie dies beispielsweise in /27/ vorgeschlagen wird. Hierzu ist es allerdings notwendig, Potentiale mit unterschiedlicher Periodizität der Ortskoordinate anzusetzen, da sonst die Stetigkeit der Felder an den Grenzflächen nicht gewährleistet werden kann. Ferner muß die Anzahl der zu berücksichtigenden Oberwellen beschränkt werden, da ein lineares Gleichungssystem höherer Ordnung zu lösen ist. Dies stellt aber einen erheblichen Aufwand dar. Für die Induktionsberechnung von Maschinen mit nicht konstantem Luftspalt wurde daher ebenfalls die bisher abgeleitete Formel benutzt. Dies ist sicherlich für die Grundwelle zulässig. Mit steigender Ordnungszahl wird jedoch der Fehler zunehmen.

3.3 Berücksichtigung der Eisensättigung

Durch die Sättigung des Eisens bei hohen Ankerströmen besitzt die lineare Drehmoment/Stromkennlinie des Motors keine Gültigkeit mehr. Die Eisenkreise so auszulegen, daß im gesamten Betriebsbereich keine merkliche Rückwirkung auftritt, kann nur zu Lasten der Kupferverluste gehen und stößt somit sehr schnell auf Grenzen. Daher wird i. a. eine Reduzierung des Drehmoments zugelassen und als Drehmomenteinbuße

$$\Delta M/M = 1 - M_{\text{sat}} / (K_M I) \quad (3.15)$$

charakterisiert. Nun besteht die Aufgabe, diese Kenngröße in den für den Motorenentwurf wesentlich einfacher handhabbaren Wert des Sättigungsgrades k_S umzurechnen, wobei die Kenntnis

von möglichst wenigen anderen Maschinenparametern erforderlich sein sollte.

Zur Lösung dieses Problems wird das Drehmoment des Motors unter Einbeziehung der Sättigung nach der im Anhang A4 beschriebenen Methode berechnet. Die magnetische Kennlinie des Eisens ist hierbei durch den Zusammenhang

$$B = \mu_0 \mu_r (1 - B/B_S) \cdot H \quad (3.16)$$

für $H > 0$ angenähert worden. Die Materialkonstanten betragen für die verwendete Blechsorte $\mu_r = 438$ und $B_S = 2,45$ T. Alle für die Momentberechnung notwendigen Maschinenparameter werden mit Ausnahme der Zahnbreite b_z zunächst geschätzt. Anstelle von b_z wird der Sättigungsgrad k_S vorgegeben. Der erforderliche Zusammenhang kann nach Umformung der Gln. (3.6), (3.9) und (3.16) zu

$$b_z = \frac{1}{k_{Fe}} \frac{\tau_n}{\delta_m} \left(\frac{h_n}{\mu_r k_S} + \frac{B_p}{B_S} \frac{h_M/\mu_p}{k_S + 1} \right) \quad (3.17)$$

bestimmt werden, wobei k_{Fe} den Eisenfüllfaktor ($k_{Fe} = 0,92$) und h_n die Nuthöhe bezeichnet. Mit diesen Angaben ist die Berechnung der Drehmomenteinbuße als Funktion des normierten Stromes I/I_{ko} mit dem Sättigungsgrad k_S als Parameter möglich. Die Normierung des Stromes erweist sich als notwendig, da der absolute Zahlenwert I nichts über die magnetischen Verhältnisse im Luftspalt aussagt. Als Bezugsgröße dient der Strom

$$I_{ko} = \frac{1}{m_p} \frac{K_M}{L_h} \bigg|_{I=0}, \quad (3.18)$$

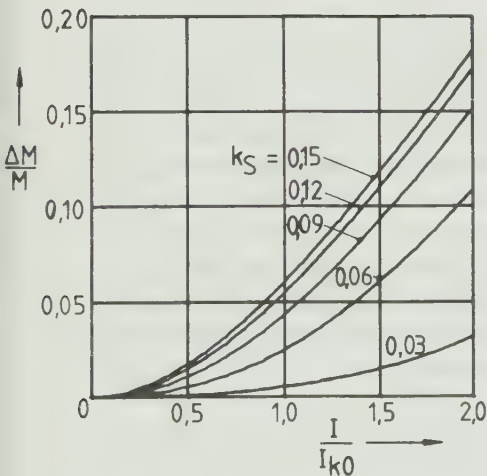
der ein Grundwellenfeld erzeugt, das genauso groß ist wie jenes der Permanentmagneterregung. Der maximal zulässige Motorstrom I_{max} wird nur dadurch begrenzt, daß bei beliebiger räumlicher Orientierung keine bleibende Entmagnetisierung der Permanentmagnete auftreten darf. Die resultierende Induktion im Magnetmaterial muß also stets größer sein als der in Tab. 2.1 für

die verschiedenen Werkstoffe angegebene Wert B_{Mmin} . Geht man davon aus, daß für die gebräuchlichen Polbedeckungsfaktoren die Höhe der rechteckförmigen Leerlaufinduktion etwa mit der Amplitude der Grundwelle übereinstimmt, kann der bezogene Maximalstrom mittels

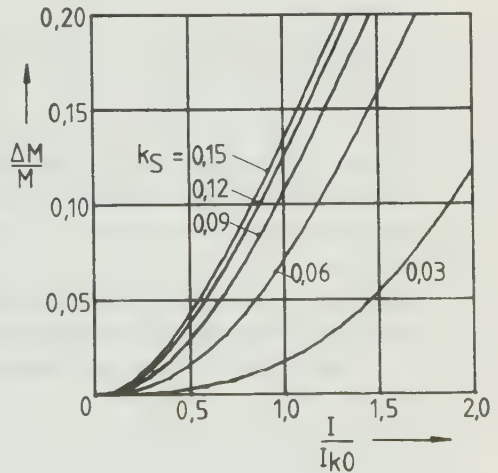
$$I_{max}/I_{ko} \approx 1 - B_{Mmin}/B_M \quad (3.19)$$

abgeschätzt werden. Die Magnetinduktion B_M liegt i. a. für Seltene-Erden-Magnete bei $(0,5 \dots 0,7) B_p$ und bei Ferriten bei $0,9 B_p$. Der mit Gl. (3.19) ermittelte Wert für I_{max}/I_{ko} kann in Hinblick auf die Untersuchung der Eisensättigung als ausreichend genau betrachtet werden.

Die Drehmomenteinbuße $\Delta M/M = f(I/I_{ko})$ ist in Bild 3.6 graphisch dargestellt, wobei die nicht besonders spezifizierten Motordaten diejenigen des Motors 3 sind (Anhang A1.4). Beim erstmaligen Erstellen dieser Kurvenscharen genügt es, geschätzte Zahlenwerte zu verwenden. Die beiden Diagramme unterscheiden sich im wesentlichen durch den Polbedeckungs-



a) $\alpha = 0,46$, $w = 144$



b) $\alpha = 0,67$, $w = 112$

Bild 3.6 Drehmomenteinbuße

faktor α . Die Windungszahl w wurde so gewählt, daß sich die gleiche Drehmomentkonstante ergab.

Der Wert der vorgestellten Methode zur Berücksichtigung der Sättigung steigt und fällt mit der Parameterempfindlichkeit. Dabei können in Anbetracht der vielen Vereinfachungen Abweichungen bis zu 30 % noch toleriert werden. In umfangreichen Untersuchungen wurden nun die verschiedensten Maschinenparameter geändert und ihre Auswirkung auf die Kurvenscharen untersucht. Dabei stellte sich heraus, daß viele Parameter im Sinne der oben genannten Schranke keinen Einfluß besitzen. Hierzu gehören u. a. die Polpaarzahl, die Luftspaltinduktion, die Remanenzinduktion des Magnetwerkstoffes, die Drehmomentkonstante, die Hauptabmessungen oder die Schenkligkeit des Rotors. Einen spürbaren Einfluß übt die Änderung der Nuthöhe aus. Man kann davon ausgehen, daß sich $\Delta M/M$ etwa um den Bruchteil vergrößert, um den sich die Nuthöhe verkleinert und umgekehrt. Eine ebenfalls weitreichende Auswirkung besitzt die Änderung des Polbedeckungsfaktors, was mit den beiden Darstellungen von Bild 3.6 dokumentiert wird.

Die Bestimmung des Sättigungsgrades k_s , der für die spätere Entwurfsrechnung benötigt wird, erfolgt nach der Festlegung des Polbedeckungsfaktors. Zunächst wird das Verhältnis $I_{\max}/I_{ko}$ nach Gl. (3.19) bestimmt. Danach ist aus den Anforderungen an den Motor die zulässige Drehmomenteinbuße beim Spitzenstrom abzuleiten. Es genügt auch die Kenntnis von $\Delta M/M$ bei einem bestimmten Bruchteil von $I_{\max}$. Mit diesen Angaben kann dann der gesuchte Sättigungsgrad derjenigen graphischen Darstellung entnommen werden, für die der Polbedeckungsfaktor gültig ist. Gegebenenfalls ist noch eine Korrektur bezüglich der Nuthöhe vorzunehmen.

3.4 Optimierung der Magnetmasse

In den Mittelpunkt des Entwurfs soll zunächst die Optimierung der Magnetmasse gestellt werden, da beim Einsatz von Seltenen-Erden-Magneten die Motorkosten wesentlich durch den Preis der Magnete bestimmt werden. Bei anderen Werkstoffen ist eine solche Optimierung dann nützlich, wenn aufgrund von großen Magnethöhen der verfügbare Raum beschränkt ist.

Entwurfsrechnungen für permanenterregte Synchron-Servomotoren mit minimaler Magnetmasse sind bereits in /6,28/ beschrieben. Dort wurde neben der Einhaltung der Drehmomentkonstante K_M und des Stromüberlastfaktors $\hat{u}_I$ die Zahnsättigung durch Vorgabe einer maximalen Zahninduktion begrenzt. Dieses Vorgehen ist dann sinnvoll, wenn eine bestimmte Nutgeometrie vorausgesetzt wird. Dabei muß in Kauf genommen werden, daß u. U. die Luftspaltinduktion relativ klein ausfällt und dies wegen des erhöhten Strombelags zu einem Anstieg der Verluste führt. Sind jedoch alle Abmessungen des Statorpakets noch zu bestimmen, wovon im folgenden ausgegangen wird, so erweist es sich als günstig, Sättigungseinflüsse erst bei der Bemessung der Nuten zu berücksichtigen. Die Optimierung der Magnetmasse kann sich dann auf die wesentlichen Randbedingungen beschränken.

Den Ausgangspunkt stellt die in Gl. (3.2) definierte Drehmomentkonstante dar, die über das Drehmoment /29/ zu

$$K_M = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{m}{\text{sin}(\alpha \frac{\pi}{2})} D l \xi_1 w B_0 k_o \quad (3.20)$$

berechnet wird. Für die folgenden Überlegungen zur Magnetoptimierung soll die effektive Windungszahl $\xi_1 w$ stets durch die Größen der obigen Gleichung ausgedrückt werden.

Als weitere Randbedingung wird gefordert, daß beim zulässigen Spitzenstrom mit beliebigem Phasenwinkel keine irreversible Entmagnetisierung der Magnete stattfinden darf. Feldschwächende Ankerströme können sowohl bei dynamischen Vorgängen /24/ als auch bei der Erweiterung des Drehzahlbereichs durch die elektrische Feldschwächung auftreten. Da die Art der Magnetan-

ordnung den Aufbau der Gleichungen wesentlich beeinflusst, soll vorerst nur die bereits als vorteilhaft erkannte Version mit den Magneten direkt am Luftspalt betrachtet werden. Kap. 3.7 ist Motoren mit Flußkonzentration gewidmet. Die Induktion im Permanentmagneten B_M darf an keiner Stelle den vom Werkstoff abhängigen Mindestwert B_{Mmin} unterschreiten. Man erhält nach der Überlagerung von Polrad- und Ankerfeld

$$B_M = \frac{B_p}{1 + \frac{\mu_p}{\mu_p} \delta / h_M} - \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{\mu_o}{\delta + h_M/\mu_p} \frac{\xi_1 w}{p} \ddot{u}_I I_N \geq B_{Mmin} \quad (3.21)$$

Hierbei wurde vereinfachend nur die Grundwelle der Ankerrückwirkung verwendet, da eine genauere Betrachtung wegen der Exemplarstreuungen von B_p und B_{Mmin} nicht sinnvoll ist. Die Einbeziehung des Sättigungsgrades ist nicht angebracht, da die obige Beziehung für den Bereich maximaler reversibler Abmagnetisierung gilt, in dem die Induktion nahe bei Null liegt. Lediglich bei Werkstoffen mit $B_{Mmin}/B_r > 0,4$ sollte der Sättigungsgrad bei der Bestimmung von B_M berücksichtigt werden.

Ziel der Optimierung ist es, unter den angeführten Randbedingungen die Magnetmasse

$$m_M = \varrho_M \alpha \pi D l h_M \quad (3.22)$$

zu minimieren. Mit ϱ_M wird die spezifische Dichte der Magnete bezeichnet. Unter Berücksichtigung obiger Beziehungen sowie Gl. (3.11) läßt sich die Ungleichung

$$\delta \leq \frac{m_M}{\varrho_M \alpha \pi D l \mu_p} \left(\frac{B_p}{B_{Mmin} + (B_p - B_{Mmin}) \frac{m_{M0}}{m_M}} - 1 \right) \quad (3.23)$$

mit

$$m_{M0} = \varrho_M \frac{\alpha \pi / 2}{\sin(\alpha \pi / 2)} \frac{\mu_o \mu_p \ddot{u}_I M_N (1 + k_s)}{p B_p (B_p - B_{Mmin}) k_s} \quad (3.24)$$

ableiten, welche in Bild 3.7 veranschaulicht ist. Es stellt sich heraus, daß die Größe m_{M0} die Minimalmasse beim Luftspalt

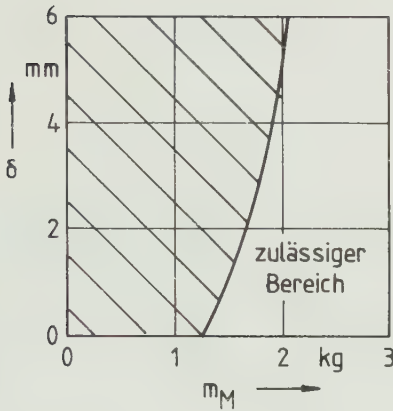


Bild 3.7

Optimierung der Magnetmasse

$\delta = 0$ darstellt. Da eine Vergrößerung von δ mit einer Erhöhung der Magnetmasse verbunden ist, wird man δ so klein wie möglich wählen, sofern nicht andere Gründe dagegensprechen (Kap. 3.5). Die Minimalmasse selbst hängt vom Überlastfaktor $\bar{u}_I$ ab und kann weiterhin durch die verschiedensten Entwurfparameter beeinflusst werden. Günstig verhalten sich Werkstoffe mit hohem B_p sowie kleinem B_{Mmin} und μ_p . Der Polbedeckungsfaktor übt im Bereich $0 < \alpha < 2/3$ nur einen schwachen Einfluß aus, wobei kleine Werte günstiger sind. Dies ist darauf zurückzuführen, daß bei großem α die Magnethöhe nicht entsprechend verkleinert werden kann, da sich das Ankerfeld sonst verstärken würde. Wesentlich wirkungsvoller kann eine geringe Magnetmasse über eine hohe Polpaarzahl erzielt werden. Die Ankerdurchflutung verteilt sich nämlich wegen des von der Polzahl unabhängigen Strombelags über die vorhandenen Pole, so daß bei höherpoligen Motoren die Magnethöhe entsprechend niedriger ausfällt. Eine Grenze wird nun einerseits durch die frequenzabhängigen Verluste (besonders bei Motoren mit hoher Drehzahl) und andererseits durch eine noch herstellbare Mindestmagnethöhe vorgegeben. In Hinblick auf diese Minimalhöhe ist übrigens auch ein kleiner Polbedeckungsfaktor von Vorteil. Berücksichtigt man den stets notwendigen Luftspalt δ , so ist eine Reduzierung der Magnetmasse proportional $1/p$ vor allem bei höheren Polpaarzahlen nicht mehr möglich. Dies ist im Bild 3.8 veranschaulicht, in dem

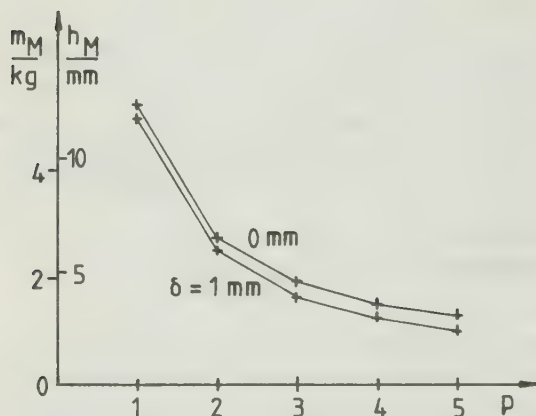


Bild 3.8

Einfluß der Polpaarzahl auf die Masse aller Magnete

die Masse m_M über der Polpaarzahl p für $\delta = 0$ und $\delta = 1 \text{ mm}$ bei $\alpha = 1/2$ aufgetragen ist. Die Magnethöhe für $p = 5$ dürfte bereits die technologisch bedingte Minimalabmessung darstellen.

Bemerkenswerterweise kann die Minimalmasse m_{M0} nicht über die Hauptabmessungen beeinflusst werden. Bei einer kleineren Maschinenausführung steigt die Magnethöhe an, und somit wird die Wirkung eines höheren Strombelags ausgeglichen. Aus Gl. (3.24) ist weiterhin zu entnehmen, daß Maschinen mit hoher Sättigung einen größeren Magnetbedarf besitzen. Um bei einem hohen Sättigungsgrad die geforderte Drehmomentkonstante zu erhalten, muß nämlich die Windungszahl erhöht werden. Die Auswirkung der dann angestiegenen Durchflutung ist über ein Vergrößern der Magnethöhe auszugleichen.

Für die Motordimensionierung ist von Interesse, inwieweit die zur Minimalmasse m_{M0} gehörige Magnethöhe h_{M0} für einen vorgegebenen Luftspalt vergrößert werden muß. Die Berechnung der zusätzlichen Magnethöhe Δh_M führt auf eine quadratische Gleichung, die jedoch durch eine Reihenentwicklung linearisiert werden kann. Man erhält

$$\Delta h_M = \frac{\mu_p}{1 - B_{Mmin}/B_p} \cdot \delta \quad (3.25)$$

Während bei Magneten aus SmCo_5 oder Ferrit die zusätzliche Magnethöhe etwa dem Luftspalt entspricht, fällt die Zunahme bei AlNiCo -Magneten größer aus.

3.5 Pendelmomente

Eine wichtige Anforderung an Servomotoren ist ein gleichförmiger Lauf besonders bei kleinen Geschwindigkeiten. Störende Schwankungen der Drehzahl können durch die angekuppelte Arbeitsmaschine oder durch ein ungleichförmiges Drehmoment des Servomotors verursacht werden. In beiden Fällen muß die Regelung dafür sorgen, daß die Auswirkung so gering wie möglich bleibt (vgl. Störfrequenzgang Kap. 4.4). Eine andere Ursache der Drehzahlschwankung rührt von der Welligkeit der Tachospannung her. Im unteren Drehzahlbereich führt die Regelung die Drehzahl so, daß sich eine konstante Tachospannung einstellt. Falls dieser Effekt stört, muß eine entsprechend hochwertige Drehzahlmeßeinrichtung eingesetzt werden. Die Auswirkung der vom Motor bei idealer Speisung erzeugten Drehmomentschwankungen, auch Pendelmomente genannt, werden zwar von der Regelung stark gedämpft, jedoch bleibt stets eine gewisse Restwelligkeit der Drehzahl bestehen. Darüber hinaus tritt ein Oberschwingungsstrom auf, der mit zusätzlichen Verlusten verbunden ist. Sofern nun durch konstruktive Maßnahmen beim Entwurf die Pendelmomente des Motors reduziert werden können, sollte dies unbedingt wahrgenommen werden. Hierzu ist es notwendig, die verschiedenen Ursachen der motorseitigen Drehmomentschwankungen zu kennen.

Die Rastmomente treten bereits bei stromloser Maschine auf und sind Folge der magnetischen Vorzugsstellungen, die sich aufgrund der Luftspaltänderungen im Bereich der Nuten ergeben (Reluktanzmoment). Durch eine Schrägung von Stator oder Rotor um eine Nutteilung läßt sich dieser Einfluß erheblich reduzieren. Die Wirkung wird umso ausgeprägter, je weniger Randeffekte an den Stirnflächen zum Tragen kommen, d. h. bei langen, schlanken Maschinen ist mit besseren Ergebnissen zu rechnen

als bei kurzen. Weiterhin können die Rastmomente durch eine Erhöhung der Luftspaltlänge verkleinert werden. Ist aus mechanischen Gründen ein großer Luftspalt vorgesehen (vgl. Kap. 2.3), so kommt dies auch der Reduzierung der Rastmomente zugute. Ansonsten muß ein Kompromiß für den Luftspalt gefunden werden, da bei großen Werten die Magnetmasse ansteigt (Kap. 3.4). Keinesfalls sollte aber auf die bereits angesprochene Schrägung verzichtet werden.

Die unvermeidlichen Toleranzen von Abmessungen oder von Magnetisierungskennwerten haben wiederum Drehmomentschwankungen zur Folge. Als Stichwort sei nur der Begriff Exzentrizität genannt /30/. Verbesserungen sind durch eine Vergrößerung des Luftspalts möglich.

Eine weitere Art von Pendelmomenten ist durch das Zusammenspiel der Oberwellen von Anker- und Polradfeld zu erklären. Durch die unterschiedlichen Umlaufgeschwindigkeiten der Oberwellen gleicher Polteilung kommt es zu sinusförmigen Drehmomenten /6/, die bei dreiphasigen Maschinen die Kreisfrequenzen $6p\omega_m$, $12p\omega_m$, ... besitzen. Die Berechnung der Scheitelwelligkeit für die einzelnen Frequenzanteile führt auf die Beziehung

$$\frac{\hat{M}_{6\mu p\omega_m}}{\bar{M}} = \left| \frac{\xi_{6\mu-1} \hat{B}_{6\mu-1} + \xi_{6\mu+1} \hat{B}_{6\mu+1}}{\xi_1 \hat{B}_1} \right| \quad (3.26)$$

mit $\mu = 1, 2, \dots$. Der Wicklungsfaktor wird unter Einbeziehung einer Schrägung um eine Nutteilung für Ganzlochwicklungen zu

$$\xi_v = \frac{\sin\left(\frac{v}{m} \frac{\pi}{2}\right)}{\frac{v}{m} \frac{\pi}{2}} \cdot \xi_{s,v} \quad (3.27)$$

bestimmt, wobei mit $\xi_{s,v}$ der Sehnungsfaktor bezeichnet wurde. Die Fourier-Koeffizienten der Induktion $B_{6\mu\pm 1}$ sind der Gl. (A3.1) zu entnehmen. Die Zuverlässigkeit der Berechnung der Drehmomentwelligkeit nach obiger Gleichung hängt sehr stark von der Genauigkeit der Induktionsbeschreibung ab. Insbeson-

dere darf die Krümmung der Bohrung nicht außer Acht gelassen werden, da sich sonst Fehler von weit über 50 % ergeben. Die Berücksichtigung des bisher vernachlässigten Nutschlitzfaktors /31/ führt dagegen zu keinen wesentlichen Änderungen.

Die Höhe der Oberwellendrehmomente kann über den Luftspalt, die Polbedeckung und die Art der Wicklung beeinflusst werden. Eine Vergrößerung des Luftspalts bewirkt eine Abflachung des Induktionsverlaufs im Bereich der Magnetkanten und reduziert somit die Induktionskoeffizienten. Durch die Wahl einer geeigneten Polbedeckung ist es möglich, wie gleich gezeigt werden soll, einzelne Welligkeitsanteile vollständig zu eliminieren. Selbst wenn die Polbedeckung nach anderen Gesichtspunkten festgelegt wurde, kann mittels der Wicklungsart noch eine begrenzte Optimierung der Pendelmomente vorgenommen werden.

Die angeführten Zusammenhänge sollen am Beispiel einer dreiphasigen Maschine mit einer Schrägung um eine Nutteilung näher erläutert werden. Hierzu wurde die Drehmomentwelligkeit der Kreisfrequenz $6p\omega_m$ anhand fester Werte von D , h_M und δ berechnet und in Bild 3.9 in Abhängigkeit vom Polbedeckungsfaktor für verschiedene Wicklungsarten dargestellt. Die erste Wicklung ist eine Bruchlochwicklung mit $q = 1/2$, die dann verwendet wird, wenn die Zahl der Statornuten eingeschränkt ist. Ihr Wicklungsfaktor ξ_1 liegt mit 0,716 sehr niedrig. Aus der Verteilung der Leiter auf die Nuten nach Bild 3.10 ist zu erkennen, daß sie auch als konzentrierte Wicklung der Spulenweite $W/\tau = 2/3$ aufgefaßt werden kann. Bei der zweiten Wicklung handelt es sich um eine ungesehnte Wicklung mit $q = 2$, bei der dritten wird eine zusätzliche Sehnung von $W/\tau = 5/6$ vorgesehen. Die letzte Wicklung ist die in /28/ vorgestellte Sonderwicklung, deren Wicklungsfaktoren ξ_5 und ξ_7 optimiert worden sind.

Aus den Kurvenzügen von Bild 3.9 erkennt man deutlich, daß es für jede Wicklung Polbedeckungsfaktoren gibt, bei denen die Welligkeit zu Null wird. Geringe Abweichungen von diesen Idealwerten schlagen umso stärker zu Buche, je einfacher die Wicklungsausführung ist. Bei ungünstiger Wahl von α wird die maxi-

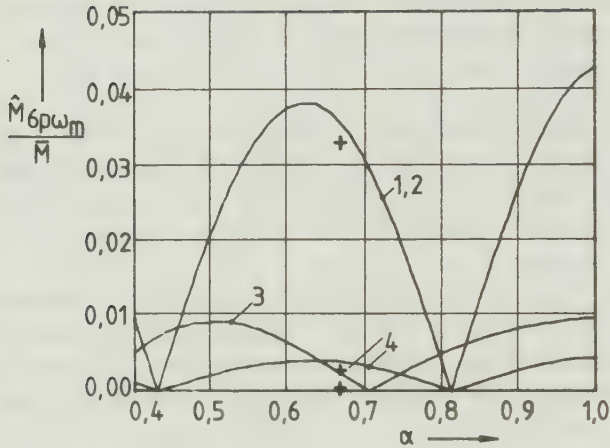


Bild 3.9 Drehmomentschwankungen mit $6p\omega_m$
($D = 103 \text{ mm}$, $h_M = 4,0 \text{ mm}$, $\delta = 2,6 \text{ mm}$)

- 1 Bruchlochwicklung: $q = 1/2$
- 2 Ganzlochwicklung: $q = 2$, $W/\tau = 1$
- 3 Ganzlochwicklung: $q = 2$, $W/\tau = 5/6$
- 4 Sonderwicklung: $/28/$

— Rechnung
+ Messung

male Welligkeit durch die Wicklungsart begrenzt. Bemerkenswert ist ferner, daß mit der Bruchlochwicklung keine ungünstigeren Ergebnisse erzielt werden als mit der ungesehnten Ganzlochwicklung.

Die meßtechnische Überprüfung der obigen Kurven wurde punktuell mittels der Motoren 1 und 2 für die Polbedeckung

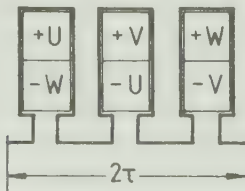


Bild 3.10

Nutenplan einer Bruchlochwicklung mit $q = 1/2$

$\alpha = 0,67$ durchgeführt. Eine separate Messung der hier betrachteten Oberwellendrehmomente kann nur indirekt über die Analyse der induzierten Spannung erfolgen /30/. Die für die Wicklungen 2 bis 4 ermittelten Meßwerte sind in Bild 3.9 durch Kreuze gekennzeichnet und stimmen recht gut mit der Vorausberechnung überein. Insbesondere liefert für diese Polbedeckung die gesuchte Wicklung bessere Ergebnisse als die aufwendigere Sonderwicklung, die zudem einen geringeren Wicklungsfaktor für die Grundwelle besitzt (0,880).

Die Polbedeckung α beeinflusst die Magnetmasse des Motors gemäß Kap. 3.4 nicht sehr stark, so daß ihre Festlegung gezielt zur Reduzierung der Pendelmomente herangezogen werden soll. Für die einfachen Wicklungsausführungen sowie die Sonderwicklung ist es empfehlenswert, eine Polbedeckung von $\alpha = 0,48$ (vgl. Motor 3) oder 0,82 vorzusehen. Bei der gesuchten Wicklung ist ein Wert von $\alpha = 0,71$ am günstigsten. Mit dem so bestimmten Polbedeckungsfaktor kann die Maschinendimensionierung nach Kap. 3.6 durchgeführt werden. Dabei ist es allerdings möglich, daß sich nach der Bemessung die für die Erstellung der Kurven nach Bild 3.9 verwendeten Größen D , h_M und δ deutlich verändert haben. Empfindlichkeitsuntersuchungen zeigen jedoch, daß zwar die maximale Welligkeit von diesen Parametern wesentlich abhängt, die optimalen Polbedeckungen für verschwindende Welligkeit aber kaum beeinflusst werden.

Auf eine Berechnung der Drehmomentwelligkeit mit den Kreisfrequenzen $12p\omega_m$, $18p\omega_m$, ... wurde verzichtet, da einerseits wegen der getroffenen Vereinfachungen die Zuverlässigkeit der Ergebnisse fraglich ist und andererseits die zu erwartenden Welligkeiten so klein sind, daß sie nicht störend in Erscheinung treten.

3.6 Entwurfsstrategie

Die Bestimmung der geometrischen Daten des zu bemessenden Motors stellt ein vielschichtiges Optimierungsproblem mit Randbedingungen dar. Die Zielsetzungen können unterschiedlichster

Art sein:

- minimale Motorverluste
- minimaler Außendurchmesser
- begrenzte Maschinenlänge
- minimales Trägheitsmoment
- minimale Induktivität.

Aber auch andere Kriterien sind denkbar. Die Optimierung der Verluste und der Außenabmessungen ist besonders dann wichtig, wenn der Motor in die Arbeitsmaschine integriert werden soll. Die unbekannten Maschinengrößen sind nun so festzulegen, daß die obengenannten Kriterien entsprechend ihrer Bedeutung für den Anwendungsfall möglichst gut erfüllt werden. Die Randbedingungen dagegen sind strikt einzuhalten. Hierzu zählen alle Forderungen bezüglich der Nenndaten (vgl. Tab. 3.1) sowie vielfach Baugröße und Anbaumaße. Die Optimierung der Magnetmasse soll wegen ihrer besonderen Bedeutung ebenfalls als Randbedingung aufgefaßt werden.

Die Entwurfsstrategie sieht nun so aus, daß zunächst verschiedene Parameter, wie die Strangzahl, die Phasenzahl, die Polbedeckung, die Luftspaltlänge, die Wicklungsausführung und die Art des Magnetwerkstoffs aufgrund der bisherigen Betrachtungen festgelegt werden. Danach erfolgt die Optimierung der übrigen Maschinendaten. Die gesamte Entwurfsprozedur wird anschließend an einem Beispiel erläutert.

Die Wahl des Magnetmaterials erfolgt unter den in Kap. 2.2 angeführten technischen und wirtschaftlichen Gesichtspunkten. Ein Vergleich von Motoren mit verschiedenen Werkstoffen wird in Kap. 6.1 durchgeführt. Der Wicklungsentwurf geht von einer dreiphasigen Anordnung aus. Die Auswirkung anderer Strangzahlen wird in Kap. 6.3 diskutiert. Im Sinne einer minimalen Magnetmasse soll die Polpaarzahl p so groß wie möglich und der Luftspalt δ so klein wie möglich gewählt werden. Die Grenze wird bei p durch die Magnethöhe (vgl. Bild 3.8) und beim Luftspalt durch mechanische Gesichtspunkte bestimmt. Eine Vergrößerung des Luftspalts ist immer dann sinnvoll, wenn auf die

Unterdrückung von Drehmomentschwankungen besonderer Wert gelegt wird. Die festzulegende Zahlenangabe $\delta_{\min}$ soll als Untergrenze verstanden werden.

Bei der Wahl der Qualität der Statorbleche spielt die Grundschwingungsfrequenz eine entscheidende Rolle. Für Frequenzen bis ca. 100 Hz ist es ausreichend, Elektrobleche mit einer Dicke von 0,5 mm und Verlusten von 3,6 W/kg vorzusehen. Diese Bleche zeichnen sich durch eine hohe Sättigungsinduktion aus. Treten jedoch höhere Frequenzen auf, sollten aufgrund der ansteigenden Eisenverluste Bleche mit 1,3 W/kg Verlusten verwendet werden.

Die Festlegung von Wicklungsart und Polbedeckungsfaktor wird durch die Verschaltung der einzelnen Stränge beeinflusst. Die Sternschaltung ist vorzuziehen, da prinzipiell keine Kreisströme auftreten können. Soll die Dreieckschaltung benutzt werden, sind Maßnahmen vorzusehen, die eine Begrenzung der Kreisströme auf thermisch unbedenkliche Werte gewährleisten. Ursache dieser Ströme sind die durch drei teilbaren Oberschwingungen der induzierten Spannung, bzw. der Polradinduktion. Bei Verwendung der Bruchlochwicklung nach Bild 3.10 können diese Kreisströme nicht auftreten, da die zugehörigen Wicklungsfaktoren identisch Null sind. Bei allen anderen Wicklungsarten empfiehlt sich eine Polbedeckung von $\alpha \approx 2/3$ (Motor 1 und 2), da dann die kritischen Oberwellen der Induktion sehr klein sind. Ferner sei darauf verwiesen, daß bei beliebiger Polbedeckung die Kreisströme durch eine Wicklungssehnung gesenkt werden können. Messungen bei Nenndrehzahl haben für Motor 2 einen Kreisstrom von 1,0 A_{eff} bei der gesehten Wicklung und 1,2 A_{eff} bei der ungesehenen Ausführung ergeben. Bei Motor 3 stellt sich ein Strom von 4,0 A_{eff} ein. Die zusätzlichen Kupferverluste betragen also bei Dreieckschaltung 3 W / 4 W bzw. 36 W. Wird die Sternschaltung gewählt, bieten sich die in Kap. 3.5, Bild 3.9 abgeleiteten Werte der Polbedeckung an. Die Wicklungsausführung sollte so einfach wie möglich gewählt werden (Ganzlochwicklung), da dann ein hoher Wert des Wicklungsfaktors ξ_1 eine gute Maschinenausnutzung garantiert. Aufwen-

digere Wicklungen haben den Vorteil, daß die Nutstreuung abnimmt. Da die Windungszahl gemäß dem kleineren Grundwellenwicklungsfaktor angehoben werden muß, fällt jedoch dieser Gewinn relativ klein aus (ca. 4 % Unterschied zwischen der gesehnten und ungesehnten Wicklung).

Die Hauptabmessungen l und D des Motors werden im Gegensatz zu /6,28,29/ erst im Verlauf der Entwurfsrechnung bestimmt. Es erweist sich jedoch als sinnvoll, den Quotienten

$$s = l / D \quad (3.28)$$

als Schlankheitsgrad zu definieren und in Hinblick auf die gewünschte Bauform festzulegen. Bei schlanken Motoren wird $s \approx 3$ und bei Kurzmotoren $s \approx 0,15 \dots 0,3$ gewählt. Im Rahmen der Optimierung ist eine spätere Korrektur durchaus möglich. Die in der konventionellen Entwurfsrechnung eingeführte Größe der relativen Ankerlänge /29/ ist hier nicht geeignet, da diese sich auf die Polteilung bezieht.

Für die Optimierung wird weiterhin der Sättigungsgrad und der Grundwellenminderungsfaktor benötigt. Der Maximalwert des Sättigungsgrades k_{Smax} kann aus der zulässigen Drehmomenteinbuße gemäß Kap. 3.3 bestimmt werden. Der Grundwellenminderungsfaktor k_σ jedoch hängt in komplizierter Weise von noch unbekannten Maschinengrößen ab (Bild 3.3). Selbst die weitgehende Vereinfachung

$$k_\sigma \approx \frac{1}{1 + h_M/D + 6/D} \quad (3.29)$$

enthält noch die festzulegenden Parameter D und K_M , die daher für diesen Zweck geschätzt werden müssen. Hierzu kann die Esson'sche Ausnutzungszahl C /29,33/ herangezogen werden. Beim Vorliegen von Daten bereits optimierter Servomotoren der gleichen Bauform führt auch eine Ähnlichkeitsbetrachtung zum Ziel. Die Magnethöhe h_M wird über die Gln. (3.22) und (3.24) bestimmt.

Eine wesentliche Erschwerung des Entwurfsproblems ergibt sich nun dadurch, daß die Windungszahl w aufgrund einer gleich-

mäßigen Verteilung der Leiter auf die Statornuten nur bestimmte Werte annehmen kann. Diese sind für die Reihenschaltung aller Einzelspulen bei Einschichtwicklungen durch ganzzahlige Vielfache von $N/2m = pq$ und bei Zweischichtwicklungen durch ganzzahlige Vielfache von $N/m = 2pq$ gegeben. Eine feinere Rasterung der Windungszahl w wäre durch Parallelschalten von Spulengruppen denkbar. Die Optimierung der Magnetmasse wurde nicht exakt in der Form vorgenommen, wie sie in Kap. 3.4 beschrieben ist, denn die erforderliche Rundung der Windungszahl würde die Drehmomentkonstante beeinflussen. Durch eine geringfügige Umstellung - die Magnetmasse wird mittels der Gln. (3.11), (3.20) und (3.22) durch die Windungszahl ersetzt - erhält man anstelle der Ungleichung (3.23) den Ausdruck

$$w^2 + aw + b \leq 0 \quad (3.30)$$

mit

$$a = \frac{\pi}{\sqrt{2m}\xi_1} \left(\frac{B_{Mmin} p \delta}{\mu_0 \ddot{u}_I I_N} - \frac{K_M (k_S + 1)}{2 \sin(\alpha\pi/2) k_\sigma D_l B_p} \right)$$

$$b = - \left(\frac{\pi}{2m\xi_1} \right)^2 \frac{K_M p \delta (k_S + 1)}{\sin(\alpha\pi/2) k_\sigma D_l \mu_0 \ddot{u}_I I_N} ,$$

aus dem die noch zu rundende Windungszahl bestimmt werden kann. Eine Abrundung von w ist nicht praktikabel, da die Luftspaltinduktion angehoben werden müßte, zum Teil sogar auf Werte, die über der Permanenzflußdichte B_p liegen. Daher soll eine Abrundung vorgenommen werden. Um dann allerdings die irreversible Entmagnetisierung zu verhindern, muß der Luftspalt soweit vergrößert werden, daß Ungleichung (3.30) gerade mit dem Gleichheitszeichen erfüllt wird. Nur diese Vorgehensweise gewährleistet die Optimierung der Magnetmasse.

Im nächsten Teilschritt des Maschinenentwurfs sollen das Verhältnis von Zahnbreite zu Nutteilung b_z/τ_n , die Nuthöhe h_n und die Jochhöhe h_j des Stators bestimmt werden. Auslegungskriterium ist hierbei die Minimierung der gesamten Motorverluste, die sich gemäß

$$P_v = P_{v,Cu} + P_{v,Fe} + P_{v,Z} \quad (3.31)$$

aus Kupfer-, Eisen- und Zusatzverlusten zusammensetzen. Für die Kupferverluste erhält man unter der Annahme von Zähnen mit konstanter Breite den Ausdruck

$$P_{v,Cu} = \frac{(2m w I_N)^2 (1 + l_s)}{\kappa_{Cu} k_n \pi D h_n (1 + h_n/D - b_z/\tau_n)} \cdot \quad (3.32)$$

Eine Berücksichtigung der Stromverdrängung ist nicht notwendig, da die Grundswingungsfrequenzen relativ niedrig liegen und durch die Parallelschaltung mehrerer Einzelspulen die Drähte einen kleinen Durchmesser aufweisen (vgl. Anhang A1.4). Bezüglich der Leitfähigkeit des Kupfers κ_{Cu} ist der Wert für die maximal auftretende Temperatur von 105°C (vgl. unten sowie Kap 5.) zu verwenden. Der Nutfüllfaktor k_n , der das Verhältnis von effektivem Kupferquerschnitt pro Nut zum gesamten Nutquerschnitt angibt, wird zu $k_n = 0,35$ gesetzt. Die mittlere Stirnkopflänge l_s beträgt

$$l_s = 1,5\tau + 2l_a, \quad (3.33)$$

wobei l_a den mittleren Abstand des Wickelkopfes vom Blechpaket bezeichnet. Die Eisenverluste $P_{v,Fe}$ fallen im Stator an und teilen sich auf in Zahn- und Jochverluste. Jeder dieser Anteile ist proportional zum Volumen und zum Quadrat der Induktion, so daß

$$P_{v,Fe} = C_z V_z (B_z)^2 + C_j V_j (B_j)^2 \quad (3.34)$$

gilt. Die Konstanten C_z und C_j können aus Gl. (4.6) bestimmt werden. Eine wesentliche Einflußgröße ist neben der Nenndrehzahl und der Polpaarzahl auch die Anzahl der Nuten pro Pol Q (vgl. Bild 4.2). Der Maschinenentwurf vereinfacht sich durch die Einführung einer Größe λ , die das Verhältnis von Joch- zu Zahnverlusten angibt. Diese Zahl λ soll zunächst mit $\lambda = 0,15$ vorgegeben werden und später Gegenstand der Optimierung sein. Somit lassen sich die Eisenverluste in

$$P_{v,Fe} = (1 + \lambda) \frac{\pi C_z D l B_M^2}{k_{Fe}} \frac{h_n}{b_z / \tau_n} \quad (3.35)$$

zusammenfassen. Die Zusatzverluste $P_{v,Z}$ bestehen im wesentlichen aus den Reibungsverlusten und den durch die Umrichterspeisung zusätzlich verursachten Verlusten. Aufgrund der Maschinenanforderungen werden sie geschätzt ($P_{v,Z} \approx 25 \text{ W}$, vgl. Kap. 4.2).

Die unbekannten Größen h_n und b_z / τ_n können nun über eine Optimierung der Motorverluste bestimmt werden. Es ergibt sich hieraus

$$\begin{aligned} (h_n)_{\text{opt}} &= h_{no} / (1 - 2 h_{no} / D) \\ (b_z / \tau_n)_{\text{opt}} &= 0,5 / (1 - 2 h_{no} / D) \end{aligned} \quad (3.36)$$

mit

$$h_{no} = \frac{2 m w I_N}{\pi D B_M} \sqrt{\frac{(1 + l_s) k_{Fe}}{k_{Cu} k_n (1 + \lambda) C_z l}} \quad (3.37)$$

Die maximal realisierbare Nuthöhe wird über den Faktor γ gemäÙ

$$\gamma = D / h_n \quad (3.38)$$

vorgegeben. Für große Motoren ($D > 120 \text{ mm}$) gilt $\gamma = 3,5$ und für kleine Typen $\gamma = 5,0$. Die Begrenzung der Nuthöhe ist notwendig, da sonst Probleme bei der Anfertigung der Wicklung (Wickelkopf) auftreten würden. Daher kann die Verlustoptimierung nach Gl. (3.36) nur vorgenommen werden, wenn hiermit die maximale Nuthöhe nicht überschritten wird. Im anderen Fall wird die Nuthöhe durch γ festgelegt, und aus der Minimierung der Verluste folgt jetzt

$$(b_z / \tau_n)_{\text{opt}} = \frac{1 + h_n / D}{1 + h_{no} / h_n} \quad (3.39)$$

Jedoch ist nicht automatisch gewährleistet, daß dieser Wert realisiert werden kann. Zur Einhaltung des festgelegten Sät-

tigungsgrades k_S muß b_z/τ_n größer sein, als das aus Gl. (3.17) abzuleitende Verhältnis $(b_z/\tau_n)_{\text{sat}}$. Gemäß dieser Bedingung kann einer der beiden Werte für die Realisierung herangezogen werden.

Die Jochhöhe h_j ist über die Definition des Faktors λ gemäß

$$h_j = (D + 2 h_n) / \left(\lambda \frac{C_z}{C_j} \left(\frac{4p}{\alpha\pi} \right)^2 \frac{h_n}{D} \frac{1}{b_z/\tau_n} - 1 \right) \quad (3.40)$$

bestimmt.

Die zulässige Erwärmung des Motors im Nennbetrieb wird durch eine maximale Gehäusetemperatur von $\vartheta_G = 95^\circ\text{C}$ begrenzt (vgl. Kap. 5). Bei einer Umgebungstemperatur von 40°C /34/ ergibt sich somit eine Übertemperatur von $\Delta\vartheta_G = 55\text{ K}$. Die aus der Maschine abführbaren Verluste können nach

$$P_{\text{th}} = \sum_i \alpha_i A_i \Delta\vartheta \quad (3.41)$$

gefunden werden, wobei mit A_i die jeweils wirksame Fläche und mit α_i der zugehörige Wärmeübergangskoeffizient bezeichnet wird. Bei durchzugsbelüfteten Motoren hängt α_i stark von Strömungsgeschwindigkeit und -querschnitt ab. Die thermisch zulässigen Verluste P_{th} werden also durch die Art der Kühlluftführung sowie die Eigenschaften des Lüfters festgelegt. Andere Verhältnisse ergeben sich bei den oberflächengekühlten Maschinen. Hier werden die Verluste ausschließlich über die Gehäuseroberfläche, die durch Kühlrippen vergrößert wird, abgegeben. Da bei Servomotoren auf den Einsatz eines Lüfterrades auf der Welle verzichtet wird - die Wirkung bei kleinen Drehzahlen ist unzureichend - und die meisten Motoren in waagrechter Einbaulage eingesetzt werden, unterstützen tangential angeordnete Kühlrippen (Motor 2 und 3) die natürliche Konvektion effektiver als axial angeordnete. Auf Motoren mit Selbstkühlung wird im folgenden näher eingegangen.

Die Verluste P_{th} können nun nach der Formel

$$P_{th} = 0,5\pi\alpha_0\Delta\theta_G (D + 2h_n + 2h_j + 2h_G)^2 + \pi(\alpha\beta)\Delta\theta_G (D + 2h_n + 2h_j + 2h_G) (1 + \Delta l_G) \quad (3.42)$$

berechnet werden. Hierbei beschreibt der erste Term die über die beiden Stirnseiten abgegebenen Verluste und der zweite Term die über die Mantelfläche abgegebenen Verluste. Mit h_G ist die Dicke des Gehäuses und mit Δl_G die um die aktive Maschinenlänge l verminderte Gesamtlänge bezeichnet. Der Wärmeübergangskoeffizient der Stirnfläche α_0 ist derjenige, der sich aufgrund der freien Konvektion und Strahlung einstellt und beträgt $\alpha_0 = 14 \text{ W/(Km}^2\text{)}$. Die Wirkung der Berippung der Mantelfläche wurde über die Oberflächenvergrößerung β einbezogen. Jedoch muß berücksichtigt werden, daß der jetzt wirksame Wärmeübergangskoeffizient geringfügig abnimmt /29/. Für eine Höhe der Rippen von 7 mm, einem Abstand von 12 mm und einer Breite von 4 mm ergibt sich $(\alpha\beta) = 20 \text{ W/(Km}^2\text{)}$.

Im Zuge des Maschinenentwurfs werden nun für einen bestimmten, zunächst noch frei wählbaren Bohrungsdurchmesser D die auftretenden Verluste P_v und die zulässigen Verluste P_{th} berechnet. Durch gezielte Variation von D ist es möglich, den kleinsten Durchmesser zu finden, für den gilt $P_{th} \geq P_v$. Dieses Vorgehen gewährleistet eine hohe Leistungsdichte des Motors.

Im Rahmen der Optimierung sind die Größen k_g und k_S nochmals genauer zu betrachten. Der Grundwellenminderungsfaktor k_g wurde aus geschätzten Maschinenparametern ermittelt und sollte daher überprüft und gegebenenfalls korrigiert werden. Stellt sich bei obiger Bemessung ferner heraus, daß die Zahnbreite aufgrund der Verlustoptimalität größer gewählt wurde, als dies wegen der Sättigung notwendig wäre, tritt die dem Faktor k_{Smax} entsprechende Sättigung gar nicht auf. Da die Dimensionierung des magnetischen Kreises jedoch von der Voraussetzung $k_S = k_{Smax}$ ausgeht, ist es sinnvoll, den Sättigungsgrad k_S zu erniedrigen und die Entwurfsrechnung damit zu wiederholen. Dies wird solange fortgesetzt, bis $(b_z/\tau_n)_{sat} \geq (b_z/\tau_n)_{opt}$ gilt. Die resultierende Reduzierung der Drehmomenteinbuße

und der Magnetmasse ist somit ein nicht unerwünschter Nebeneffekt der Verlustoptimierung.

Für die Festlegung des Statorblechschnitts sind noch Angaben über die Zahnform notwendig. Die bisher vorausgesetzten Zähne mit konstanter Breite b_z sind durchaus geeignet. Werden die Zähne durch den Nutstreufuß stark belastet, können trapezförmige Zähne, deren Breite zur Zahnwurzel hin zunimmt, in Erwägung gezogen werden. Offene Nuten kommen wegen der Probleme der Wicklungsbefestigung und der zusätzlichen Verluste (vgl. Kap. 4.2.2) nicht in Frage. Nutschlitzbreite b_s und Zahnkopfhöhe h_k werden aber so dimensioniert, daß die Nutstreuinduktivität möglichst klein bleibt. Somit sind alle Entwurfsgrößen festgelegt und weitere Maschinenparameter, wie Magnetmasse, Außendurchmesser, Induktivität oder Trägheitsmoment können berechnet werden. Entsprechen einige dieser Kennwerte nicht den gestellten Anforderungen oder soll ein bestimmter Wert gezielt optimiert werden, ist eine systematische Änderung von λ , γ und s durchzuführen. Auf iterativem Weg gelangt man zu den günstigsten Entwurfsparametern.

Die aufgezeigten Bemessungsrichtlinien eignen sich für den Entwurf von Servomotoren, die den verschiedensten Anforderungen genügen müssen. Das Drehzahl/Drehmomentniveau oder die mechanische Leistung hat auf die Vorgehensweise keinen Einfluß. Lediglich bei kleinen Motoren können nicht mehr realisierbare Magnethöhen auftreten. Abhilfemaßnahmen sind jedoch in Kap. 6.1 beschrieben.

Der gesamte Ablauf der Entwurfsrechnung ist in den Struktogrammen von Bild (3.11) so zusammengefaßt, daß eine Umsetzung in ein Rechenprogramm auf einfache Weise möglich ist. Der Übersichtlichkeit halber wurde für die eigentliche Maschinendimensionierung eine gesonderte Darstellung vorgesehen. Die Entwurfsoptimierung und die Auswirkung der Parameter λ und γ soll am Beispiel eines langsamlaufenden, schlanken Motors ($s = 3,1$) mit hohem Moment, der den Anforderungen aus Tab. 3.1 genügt, näher beschrieben werden. Beispiele zum Entwurf hochtouriger Maschinen sind in Kap. 6.2 zu finden.

Für den zu dimensionierenden Motor wurde ein Magnetwerkstoff aus Seltenen Erden mit $B_p = 0,85 \text{ T}$ vorgesehen /19/. Die minimale Magnetinduktion $B_{Mmin} = - 0,15 \text{ T}$ berücksichtigt einen Sicherheitszuschlag von $0,05 \text{ T}$. Der Mindestluftspalt der dreiphasigen Maschine wurde ausschließlich nach mechanischen Gesichtspunkten zu $\delta_{min} = 0,7 \text{ mm}$ festgelegt. Die Wicklung besteht aus einer ungeschennten Ganzlochwicklung mit der Lochzahl $q = 2$, die in Stern geschaltet wird. Zur Reduzierung der Drehmoment-schwankungen soll eine Schrägung um eine Nutteilung und ein Polbedeckungsfaktor von $0,5$ vorgesehen werden. Bei einer zulässigen Drehmomenteinbuße von 10% beim Spitzenstrom ($I_{max} \approx 1,25 I_{ko}$) ergibt sich ein maximaler Sättigungsgrad $k_{Smax} \approx 0,25$. Die Polpaarzahl wurde gemäß den Ergebnissen von Bild 3.8 zu $p = 4$ festgelegt. Weitere aus Vorüberlegungen gewonnene Werte sind $l_a = 10 \text{ mm}$, $h_k = 1,0 \text{ mm}$, $b_s = 2,6 \text{ mm}$, $h_G = 10 \text{ mm}$ und $\Delta l_G = 140 \text{ mm}$. Mit diesen Angaben erfolgt die Maschinendimensionierung.

Für die Optimierung des Motors soll die Verlustleistung P_v , die Magnetmasse m_M und der Außendurchmesser D_a näher betrachtet werden. Diese Größen sind in Bild 3.12 in Abhängigkeit von γ mit dem Parameter λ abgebildet. Man erkennt deutlich, daß die Kurven bei $\gamma = 4,75$ bzw. $5,25$ Sprungstellen aufweisen, die auf eine Änderung der Windungszahl von $w = 128$ bei kleinem γ auf $w = 112$ zurückzuführen sind. Nicht dargestellt wurde das Trägheitsmoment über γ , welches monoton von $0,018 \text{ kgm}^2$ bis $0,032 \text{ kgm}^2$ ansteigt und die synchrone Induktivität, die monoton von $12,1 \text{ mH}$ bis $10,5 \text{ mH}$ abfällt. Bezüglich der Optimierung des Magnetbedarfs ist bemerkenswert, daß für $\lambda = 0,20$ zwei verschiedene Entwürfe mit etwa gleicher Magnetmasse existieren, die sich zudem durch geringe Motorverluste auszeichnen. Auch im Außendurchmesser sind die Unterschiede sehr klein. Die Vorteile der Bemessung mit der kleineren Nuthöhe liegen bei der Induktivität und der Masse des notwendigen Wicklungskupfers. Allerdings muß ein höheres Trägheitsmoment in Kauf genommen werden. Die Minimierung des Außendurchmessers führt zu zwei Lösungen, wovon eine anhand der obigen Kriterien gewählt werden kann. Der vorgegebene maximale Sättigungsgrad k_{Smax} wird

Entwurfsoptimierung	
Festlegung von hartmag. Werkstoff (Kap. 2.2) weichmag. Werkstoff (Kap. 3.6) m (Kap. 6.3), $\delta_{\min}$ (Kap. 3.4 und 3.5) Wicklungsart und -verschaltung (Kap. 3.6) α (Kap. 3.4 und 3.5), $k_{S\max}$ (Kap. 3.3)	
	Vorgabe von λ , γ und s (Anforderungen)
	Abschätzung von D (Ausnutzungszahl oder Ähnlichkeitsbetrachtung)
	Festlegung von p (Kap. 3.4), l_a , h_k/b_s , h_G und Δl_G
	Maschinendimensionierung
	Variation von D solange, bis $P_{th} \geq P_v$ und D minimal
	Berechnung von Kennwerten wie Magnetmasse Gehäusedurchmesser Gehäuselänge Induktivitäten Trägheitsmoment u. a.
	Variation von λ , γ , s im realisierbaren Rahmen bis Optimierungskriterien unter Einhaltung der Randbedingungen bestmöglich erfüllt sind

Bild 3.11 a) Entwurfsschema für permanenterregte Synchron-Servomotoren: Entwurfsoptimierung

nur für kleine Nuthöhen ($D/h_n \approx 6$) erreicht. Der tatsächlich auftretende Wert k_S steigt mit γ monoton von 1,14 bis 1,25 an, so daß die zulässige Drehmomenteinbuße sicherlich unterschritten wird.

Maschinendimensionierung	
Berechnung von l aus Gl. (3.28) h_M aus Gln. (3.22) und (3.23)	
Berechnung von k_σ aus Gl. (3.29) oder Bild 3.3 w aus Gl. (3.30), Aufrundung von w δ aus Gl. (3.30) B_δ aus Gl. (3.20) h_M aus Gl. (3.11)	
Kontrolle von k_σ , falls Abweichung zu groß Wiederholung der Rechenschritte	
Berechnung von $(h_n)_{opt}$ aus Gl. (3.36)	
$(h_n)_{opt} > D/\gamma$?	
Ja	Nein
$h_n = D/\gamma$ Berechnung von b_z/τ_n aus Gl. (3.38)	$h_n = (h_n)_{opt}$ Berechnung von b_z/τ_n aus Gl. (3.36)
Berechnung von $(b_z/\tau_n)_{sat}$ aus Gl. (3.17)	
Kontrolle, ob $(b_z/\tau_n)_{opt} \approx (b_z/\tau_n)_{sat}$ falls nicht, Änderung von k_S innerhalb $0 \leq k_S \leq k_{Smax}$ und Wiederholung der Rechenschritte	
Berechnung von h_j aus Gl. (3.39) P_v aus Gl. (3.31) P_{th} aus Gl. (3.40)	

Bild 3.11 b) Entwurfsschema für permanenterregte Synchron-Servomotoren: Maschinendimensionierung

Gemäß der Gewichtung der Optimierungskriterien können nach den bisherigen Überlegungen die optimalen Werte von γ und λ bestimmt werden. Möglicherweise ist jedoch durch eine gering-

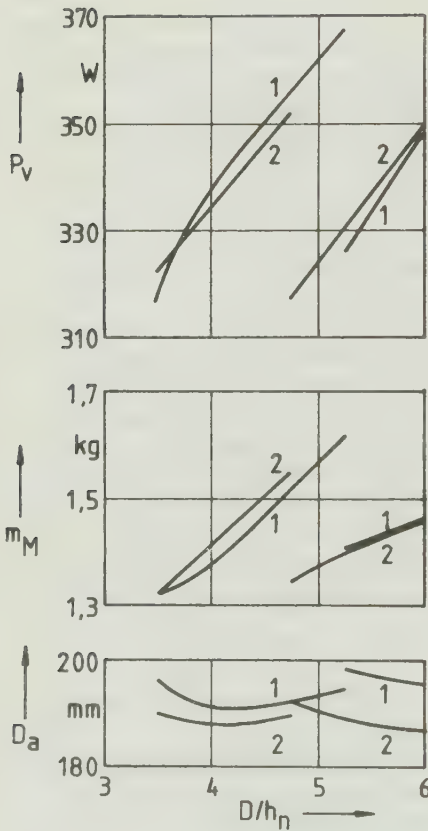


Bild 3.12

Motorparameter für

$s = 3,1$

1 $\lambda = 0,15$

2 $\lambda = 0,20$

füüge Änderung des Schlankheitsgrades eine weitere Verbesserung möglich.

3.7 Polschuhe und Flußkonzentration

Die Permanentmagnete von Gleichstrommotoren können wegen der festen Orientierung von Erreger- und Ankerfeld durch Polschuhe wirksam gegen eine irreversible Entmagnetisierung geschützt werden. Da aber bei Drehfeldmaschinen durchaus Ströme in der Längsachse auftreten können, beschränkt sich die Wirkung der Polschuhe für diesen Betriebsfall allein darauf, die

ortsabhängige Luftspaltinduktion in eine räumlich konstante Magnetinduktion umzuwandeln. Somit kann man nur geringe Einsparungen an Magnetmaterial erwarten.

Der Berechnung der Magnetmasse wird die Geometrie von Bild 3.1 zugrunde gelegt, auf die auch Anordnungen mit Flußkonzentration zurückgeführt werden können. Bei der Optimierung der Magnetmasse sind wieder die Randbedingungen der Einhaltung der Drehmomentkonstante und der Vermeidung der irreversiblen Entmagnetisierung einzuhalten. Somit kann die Vorgehensweise von Kap. 3.4 vollständig übernommen werden. Lediglich die Ausdrücke für die Polradinduktion (vgl. Kap. 3.2) und die Ankerinduktion differieren geringfügig. Man erhält schließlich eine Ungleichung, die ähnlich wie Gl. (3.23) aufgebaut ist. Hieraus läßt sich die beim Luftspalt $\delta = 0$ auftretende minimale Magnetmasse m_{Mo} gemäß

$$m_{Mo} = \rho_M \cdot \frac{\mu_o \mu_p \ddot{u}_I M_I}{p B_p (B_p - B_{Mmin})} (1 + k_S) \sigma_m \quad (3.43)$$

ableiten. m_{Mo} hängt bemerkenswerterweise nicht mehr von den Polbedeckungsfaktoren α und α_M ab, während die Höhe der magnetischen Streuung einen wesentlichen Einfluß besitzt. Die Verhältnisse ändern sich nur unbedeutend, wenn von einem endlichen Luftspalt ausgegangen wird. Ein Vergleich mit Gl. (3.24) zeigt, daß durch die Verwendung von Polschuhen eine Einsparung an Magnetmaterial kaum erzielt werden kann. Dies ist erst dann möglich, wenn eine ausschließliche Stromeinprägung in der Querachse vorausgesetzt wird. Ein derartig konzipierter Motor ist aber in der Betriebsweise starken Einschränkungen unterworfen.

Die Anwendung von Polschuhen oder Maßnahmen zur Flußkonzentration werden sich bei permanenterregten Servomotoren nur dann lohnen, wenn auf einen sinusförmigen Verlauf der Luftspaltinduktion oder bei Ferritmagneten auf eine günstige Maschinenausnutzung besonderer Wert gelegt wird. Der Entwurf solcher Motoren kann nach dem in Bild 3.11 dargestellten Schema erfolgen, wobei nur wenige Formeln abzuändern sind.

3.8 Mechanische Probleme

Der mechanische Entwurf permanenterregter Servomotoren unterscheidet sich mit Ausnahme der Rotorberechnung nicht von der konventionellen Vorgehensweise /29/. Das zentrale Problem der Rotorkonstruktion stellt die Befestigung der Magnete dar. Vorgesehen ist eine Klebeverbindung, deren Festigkeit zu überprüfen ist.

Zunächst sind die auf die Klebung einwirkenden, verschiedenartigen mechanischen Spannungen zu ermitteln. Durch die Drehmomentbildung greifen an den Magneten Kräfte an, die auf den Rotor übertragen werden müssen. Es kommt an der Klebefuge deshalb zu einer Schubspannung τ , deren Größe sich aus

$$\tau = \frac{M_{\max}}{\alpha \pi D (D/2 - \delta - h_M) l} \quad (3.44)$$

bestimmen läßt. Die Schubspannung liegt für alle Versuchsmotoren unter $0,15 \text{ N/mm}^2$. Eine andere Beanspruchungsart stellt die durch die Fliehkräfte verursachte Zugspannung σ_z dar, die nach

$$\sigma_z = \frac{1}{2} \rho_M \omega_m^2 h_M (D - h_M - 2\delta) \quad (3.45)$$

berechnet werden kann. Die Zugspannung hängt neben der Drehzahl von der Magnethöhe und dem Bohrungsdurchmesser ab, so daß sie sehr stark von den Anforderungen an den Motor und dessen Bauform beeinflußt wird. Insbesondere kann das Prinzip der Klebung für die Magnetbefestigung bei großen, schnellaufenden Motoren versagen. Die maximale Zugspannung der Versuchsmaschinen tritt bei Motor 5 bei der vorgesehenen Eilgangdrehzahl von 3000 U/min auf. Sie beträgt $0,5 \text{ N/mm}^2$ und ist auf die hohe Drehzahl und die große Magnethöhe zurückzuführen. Eine weitere Beanspruchung der Klebeverbindung wird durch das Eigengewicht der Magnete verursacht. Jedoch ist sie um Größenordnungen kleiner. Die wesentlichen Belastungen bestehen aus den nach Gl. (3.44) und Gl. (3.45) berechneten Schub- und Zugspannungen, die zudem nicht gleichzeitig auftreten können (vgl. Bild 5.3).

Als Festigkeitskennwert eines Klebers wird vom Hersteller die Nennscherfestigkeit τ_N angegeben, die ein Maß für die zulässige Schubspannung darstellt. Auf Zug belastete Verbindungen haben eine höhere Festigkeit. Die Nennscherfestigkeit hängt von verschiedenen Einflüssen ab, wie z. B. der Temperatur, der Alterung, der Dauerbeanspruchung oder der Beschaffenheit der Fügeflächen. Der Temperatureinfluß ist für den verwendeten Werkstoff in Bild 3.13 dargestellt. Wird eine Nennscherfestigkeit, die dem doppelten Wert der maximal auftretenden Zugspannung entspricht, gefordert, darf eine Erwärmung des Rotors bis 120°C zugelassen werden. Der Sicherheitszuschlag soll die anderen angeführten Einflüsse berücksichtigen. Sind höhere Rotortemperaturen zu erwarten, muß auf andere Klebstoffe zurückgegriffen werden. Bei der Auswahl des Klebers sollte jedoch stets auf eine große Elastizität Wert gelegt werden, da dann bei Temperaturänderungen in den Permanentmagneten geringere Wärmespannungen auftreten.

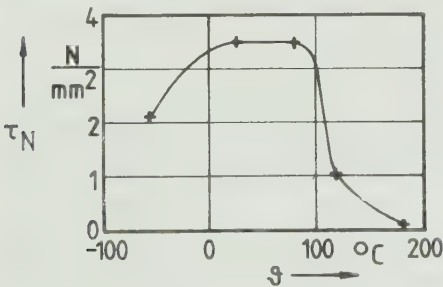


Bild 3.13

Nennscherfestigkeit

Klebstoff: Scotch-Weld

2214 Standard

Quelle: /35/

Das Befestigen der Magnete durch Kleben bedingt, daß die Zentrifugalkraft im Magnet selbst eine Zugspannung verursacht. Bekanntlich ist die Zugfestigkeit der hartmagnetischen Werkstoffe um ein Vielfaches geringer als deren Druckfestigkeit. Es zeigte sich jedoch, daß die typische Zugfestigkeit der Seltenen-Erden-Magneten bei 30 N/mm^2 /18/ und die der Ferrite bei 50 N/mm^2 /13/ liegt und somit die zulässige Zugbeanspruchung der Klebeverbindung deutlich übertrifft.

Ein Aufkleben der Magnete auf den Rotor scheidet dann aus,

wenn entweder die Voraussetzungen eines sauberen Klebevorgangs nicht gewährleistet sind oder die auftretenden mechanischen Spannungen die Klebeverbindung überbeanspruchen würden. In diesen Fällen kann die Zentrifugalkraft von einer Bandage aufgenommen werden. Typische Werkstoffe für die Bandage sind mit ihren wichtigsten Kennwerten in Tab. 3.2 zusammengestellt. Glasfasern zeichnen sich durch einen niedrigen Preis aus. Jedoch muß eine derartige Bandage wegen der großen Elastizität mit einer relativ hohen Vorspannung aufgebracht werden. Diesbezüglich günstiger sind Fasern aus aromatischen Polyamiden, z. B. Kevlar. Die besten Eigenschaften weisen Kohlenstofffasern auf, die jedoch zu den teuersten Werkstoffen gehören. Bei der Dimensionierung der Bandagen muß neben der Elastizität auch das Temperatur- und Kriechverhalten, sowie die Zeitstandfestigkeit beachtet werden /29/. Ferner ist beim Motorentwurf ein vergrößerter Luftspalt $\delta_{\min}$ vorzusehen, der sich aus dem mechanischen Luftspalt und der Dicke der Bandage zusammensetzt. Die Erhöhung der mechanischen Sicherheit durch eine Bandage muß also besonders bei kleinen Maschinen mit einem deutlichen Anstieg der Magnetmasse bezahlt werden.

Faserart	Zugfestigkeit	E-Modul
Glasfaser: Typ E	$1,3 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$	$73 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$
Kevlar: Typ 49	$2,7 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$	$130 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$
Kohlefaser: NF	$2,3 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$	$230 \frac{\text{kN}}{\text{mm}^2}$

Tab. 3.2 Eigenschaften wichtiger Faserwerkstoffe, Quelle /36/

4 Betriebsverhalten

4.1 Maschinenmodell und Motorkenngrößen

Viele Aufgabenstellungen, die sich in Zusammenhang mit Servoantrieben und deren Regelung ergeben, lassen sich durch eine Simulation ohne großen Aufwand bearbeiten. Hierzu ist es notwendig, ein einfaches Maschinenmodell zu entwickeln.

Für die mathematische Beschreibung des Motors wird die von Kovács und Rácz /37/ eingeführte Raumzeigerbetrachtung benutzt. Unter Vernachlässigung der Sättigung, der Induktionsoberwellen sowie der Eisen-, Reibungs- und Zusatzverluste ergibt sich für die permanentenerregte Maschine ohne Dämpferkreise das Gleichungssystem

$$\begin{aligned} u_d &= R_1 i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q p \omega_m \\ u_q &= R_1 i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d i_d p \omega_m + \frac{\sqrt{2}}{m} K_M \omega_m \\ 0 \frac{d}{dt} \omega_m &= \frac{1}{\sqrt{2}} K_M i_q + \frac{m}{2} p (L_d - L_q) i_d i_q - M_L, \end{aligned} \quad (4.1)$$

wobei M_L das Lastmoment darstellt. Die elektrische Winkelgeschwindigkeit ω ist im geregelten Betrieb fest mit der mechanischen Winkelgeschwindigkeit ω_m verknüpft.

Eine Anwendung des Modells dient der Ermittlung von Motorkenngrößen. In Hinblick auf das Regelkonzept soll hierzu die Spannung u_d so geführt werden, daß $i_d = 0$ für alle Betriebszustände gilt. Dann kann das Gleichungssystem (4.1) auf die Differentialgleichung 2. Ordnung

$$\begin{aligned} u_q &= \frac{\sqrt{2}}{m} K_M (T_{el} T_{mech} \frac{d^2}{dt^2} \omega_m + T_{mech} \frac{d}{dt} \omega_m + \omega_m) \\ &+ \frac{\sqrt{2} R_1}{K_M} (T_{el} \frac{d}{dt} M_L + M_L) \end{aligned} \quad (4.2)$$

zurückgeführt werden, wobei die elektrische Zeitkonstante der Querachse gemäß

$$T_{el} = L_q / R_1 \quad (4.3)$$

und die mechanische Zeitkonstante gemäß

$$T_{\text{mech}} = m R_1 \theta / K_M^2 \quad (4.4)$$

definiert sind. Gl. (4.2) besitzt denselben formalen Aufbau wie die entsprechende Gleichung bei Gleichstrommaschinen, so daß die Zeitkonstanten der verschiedenen Motortypen direkt miteinander vergleichbar sind.

Mit der Drehmomentsteifigkeit kann aus Gl. (4.2) eine weitere Kenngröße des Motors abgeleitet werden. Sie gibt an, wie stark sich im stationären Betrieb die Drehzahl infolge einer Drehmomentaufschaltung ändert, wenn die Spannung u_q dabei konstant bleibt. Man erhält nach einer Normierung auf Nennwerte

$$\frac{\Delta M_L / M_N}{\Delta \omega_m / \omega_{mN}} = - \frac{K_M^2}{m R_1} \frac{\omega_{mN}}{M_N} = - \frac{1}{R_1} \frac{E_N}{I_N}. \quad (4.5)$$

Auch dieser Wert ist bei Gleichstrommaschinen genauso definiert.

4.2 Verluste

Die Kenntnis der im Motor entstehenden Verluste ist für den Maschinenentwurf unentbehrlich (vgl. Gl. 3.31). Eine genauere Betrachtung der Verlustarten, die mit der Permanentmagneterregung oder der Umrichterspeisung in Zusammenhang stehen, wird in den folgenden Unterkapiteln vorgenommen. Zu den Reibungsverlusten seien vorher einige Anmerkungen gemacht.

Das Reibungsmoment in den Lagern wird mit den in der Literatur /32/ angegebenen Formeln zu klein berechnet (0,002 Nm), da dort der schwer erfaßbare lastunabhängige Anteil nicht berücksichtigt worden ist. Messungen am Motor 3 vor dem Einbau der Magnete haben ein Moment von ca. 0,2 Nm ergeben. Luftreibungs- und Ventilationsverluste spielen bei Servomotoren keine Rolle. Die Berechnung nach /29/ zeigt, daß für eine Drehzahl von 3000 U/min die Verluste sowohl bei der schlanken Bauform als auch beim Scheibenläufer nur 3 W betragen. Erst ab einer Drehzahl von 5000 U/min werden beim Scheibenläufer 10 W erreicht.

4.2.1 Eisenverluste

Die durch die Permanentmagnetenerregung verursachten Eisenverluste im Stator können über

$$\frac{P_{v,Fe}}{1 \text{ W}} = \frac{m_{Fe}}{1 \text{ kg}} \left[k_H \epsilon \frac{f}{1 \text{ Hz}} + k_Z k_W \sigma \left(\frac{f}{1 \text{ Hz}} \right)^2 \right] \left(\frac{B_{\max}}{1 \text{ T}} \right)^2 \quad (4.6)$$

berechnet werden. Diese Beziehung unterscheidet sich von der in der Literatur /29/ angegebenen Formel nur durch den Faktor k_Z . In Gl. (4.6) bezeichnen m_{Fe} die Eisenmasse, ϵ und σ meßtechnisch ermittelte Materialkonstanten /29,33/ und $B_{\max}$ den Scheitelwert der Induktion. Eine Erhöhung der an Probestücken bestimmten Verluste ergibt sich beim Hystereseeanteil durch die Bearbeitung der Bleche ($k_H = 1,2$) und beim Wirbelstromanteil durch die unvollständige Isolation der Bleche untereinander ($k_W = 1,5$).

Liegt ein sinusförmiger Verlauf der Luftspaltinduktion vor, kann die Ermittlung der Eisenverluste über Gl. (4.6) mit $k_Z = 1$ erfolgen. Bei permanenterregten Motoren ist dies aber nicht erfüllt (vgl. Bild 3.2), so daß eine Korrektur vorzunehmen ist. Die Hystereseverluste werden nicht beeinflußt, da die Magnetisierungskurve ohne innere Hystereseschleifen durchfahren wird. Der Anstieg der Wirbelstromverluste soll über den Faktor k_Z berücksichtigt werden, der für die Statorzähne und das Statorjoch getrennt zu ermitteln ist. Allgemein erhält man mit Hilfe der Wirbelstromverlustdichte /29/ für k_Z den Ausdruck

$$k_Z = \frac{f \int_0^{1/f} \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt}{2 (\pi f B_{\max})^2} \quad (4.7)$$

Zur Bestimmung der Wirbelstromverluste im Zahnbereich wird zunächst die Zahninduktion B_Z aus der Luftspaltinduktion B_δ gemäß

$$B_Z(t) = \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} \frac{1}{\tau_n} \int_{x-\tau_n/2}^{x+\tau_n/2} B_\delta(x,t) dx \quad (4.8)$$

berechnet. Der räumliche Verlauf von B_δ soll in Anbetracht der begrenzten Genauigkeit der Verlustberechnung durch Rechteckblöcke angenähert werden. Für die weitere formale Betrachtungsweise ist es wesentlich, ob die Nutteilung eine kleinere oder größere Länge als die Pollücke aufweist. Im ersten Fall, hier mit a) bezeichnet, ist die Ungleichung

$$1 - \alpha > 1/Q \quad (4.9)$$

erfüllt (Q : Anzahl der Nuten pro Pol); ansonsten liegt Fall b) vor. Zur Veranschaulichung der Verlustbildung in den Zähnen wurde in Bild 4.1 für beide Fälle der Verlauf von B_δ , B_z und $\frac{d}{dt} B_z = \dot{B}_z$ dargestellt. Wie man sieht, tritt die Fallunterscheidung bei $\dot{B}_z$ besonders stark in Erscheinung. Mit der for-

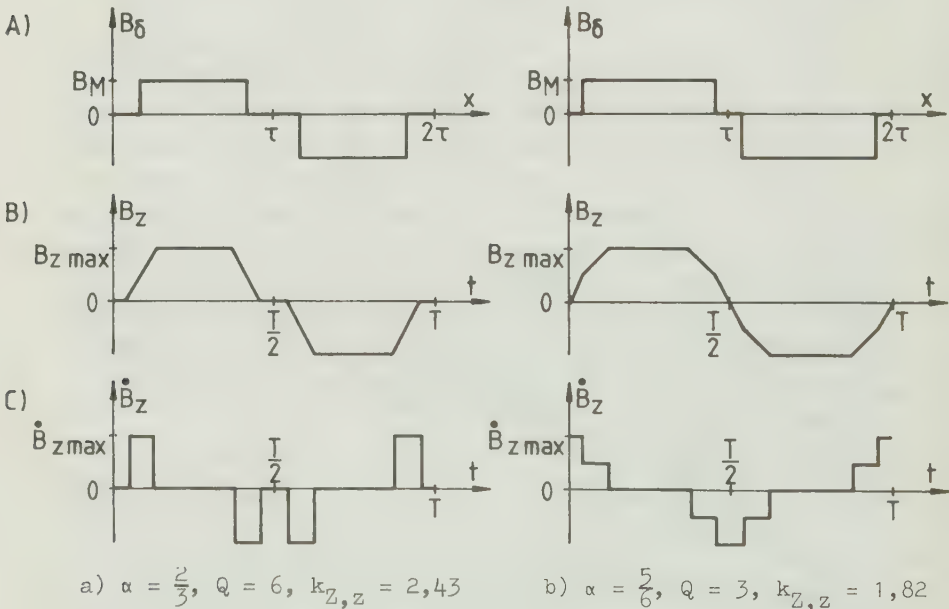


Bild 4.1 Kurvenverläufe von

- A) Induktion im Luftspalt $B_\delta = f(x)$
- B) Induktion im Statorzahn $B_z = f(t)$
- C) Ableitung der Induktion im Statorzahn $\dot{B}_z = f(t)$

malen Auswertung der Kurven von Bild 4.1 sowie der Definition nach Gl. (4.7) kann der Zuschlagsfaktor $k_{Z,z}$ für den Zahnbereich zu

$$k_{Z,z} = \left(\frac{2}{\pi}\right)^2 Q \cdot \begin{cases} 1 & \text{im Fall a)} \\ 2 - Q (1 - \alpha) & \text{im Fall b)} \end{cases} \quad (4.10)$$

berechnet werden. Dieses Ergebnis ist in Bild 4.2 verdeutlicht, in dem der Faktor $k_{Z,z}$ als Funktion der Polbedeckung für verschiedene Nutenzahlen pro Pol aufgetragen wurde. Interessanterweise hängt $k_{Z,z}$ nur dann von der Polbedeckung ab, wenn diese sehr groß ist. Dagegen kann ein starker Einfluß von Q festgestellt werden. Mit zunehmendem Q verkleinert sich die Nutteilung, so daß für die Induktionsänderung im Zahn immer weniger Zeit zur Verfügung steht. Dies führt zu einer Erhöhung der Wirbelstromverluste. Bereits für $Q \geq 3$ nimmt $k_{Z,z}$ Werte an, die über eins liegen. Die Voraussetzung einer sinusförmigen Induktion würde also zu teilweise erheblichen Fehlern bei der Verlustberechnung führen. Für die realisierten Motoren wird mit $k_{Z,z} = 2,43$ ($Q = 6$) gerechnet.

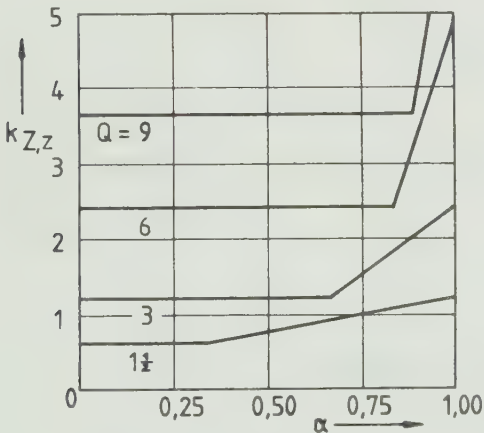


Bild 4.2

Zuschlagsfaktor $k_{Z,z}$

Die Ermittlung des die Wirbelstromverluste im Statorjoch bestimmenden Zuschlagsfaktor $k_{Z,j}$ erfolgt wiederum unter der Annahme eines rechteckförmigen Induktionsverlaufs im Luftspalt.

Weiterhin seien Nutung und Ankerrückwirkung vernachlässigt. Unter diesen Voraussetzungen ergeben sich die in Bild 4.3 dargestellten Verläufe von B_δ , B_j und $\dot{B}_j$. Mit der Beziehung

$$B_{j\max} = \frac{\alpha \tau}{2 k_{Fe} h_j} B_M \quad (4.11)$$

folgt

$$k_{Z,j} = \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 \frac{2}{\alpha} \cdot \quad (4.12)$$

Im Gegensatz zum Faktor $k_{Z,z}$ liegt für die üblichen Polbedeckungen der Zuschlagsfaktor $k_{Z,j}$ nahe bei eins. So gilt beispielsweise für $\alpha = 2/3$ der Wert $k_{Z,j} = 1,22$. Eine Vergrößerung der Polbedeckung hat eine Erhöhung der Jochverluste zur Folge, da der Einfluß der Induktion nach Gl. (4.11) dominiert.

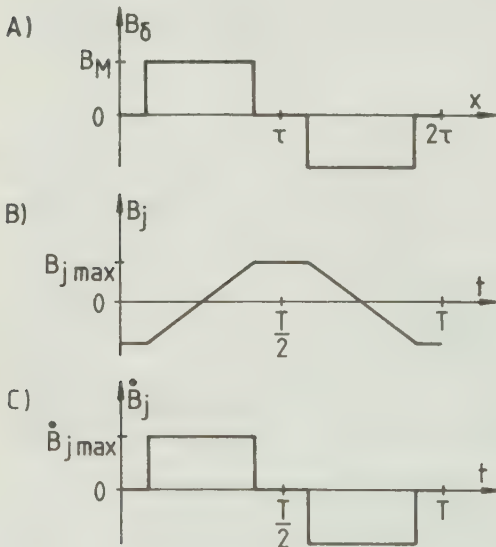


Bild 4.3

Kurvenverläufe von

- A) Induktion im Luftspalt $B_\delta = f(x)$
- B) Induktion im Statorjoch $B_j = f(t)$
- C) Ableitung der Induktion im Statorjoch $\dot{B}_j = f(t)$

Mit den angegebenen Formeln ist eine ausreichend genaue Vorausberechnung (vgl. Kap. 4.2.5) der Eisenverluste permanent-erregter Motoren sichergestellt. Weitere Eisenverluste im Rotor

(Oberflächenverluste aufgrund der Statornutung) sind wesentlich kleiner und können vernachlässigt werden.

4.2.2 Wirbelstromverluste im Magnetmaterial

Die Nutung des Stators hat eine Absenkung der Luftspaltinduktion im Bereich der Nutschlitze zur Folge. Diese räumlich feststehenden Induktionseinbrüche verursachen bei Drehung des Rotors im elektrisch leitfähigen Magnetmaterial Wirbelstromverluste, die nur bei Ferritmagneten (hoher spezifischer Widerstand) von vornherein vernachlässigt werden können.

Bei Motoren mit Polschuhen treten die Verluste wegen der Rückwirkung der Wirbelströme nur in der obersten Schicht der Polschuhe auf. Sie werden daher als Oberflächenverluste bezeichnet. Bei Permanentmagneten direkt am Luftspalt ist aufgrund der niedrigen Permeabilität μ_p nicht mit einer merklichen Rückwirkung zu rechnen, so daß die Verlustberechnung nach /32/ nicht mehr gültig ist.

Eine analytische Bestimmung der Wirbelstromverluste der permanenterregten Synchronmaschine ist in /38/ angegeben. Hierbei muß nach verschiedenen Vereinfachungen der Luftspaltgeometrie ein lineares Gleichungssystem höherer Ordnung gelöst werden. Im folgenden wird ein wesentlich einfacheres Verfahren beschrieben, mit welchem die Verluste ausreichend genau abgeschätzt werden können und Aussagen bezüglich des Parameterinflusses möglich sind.

Dieser Methode liegt die Annahme zugrunde, daß die Rückwirkung der Wirbelströme vernachlässigt werden kann, was i. a. sicher erfüllt ist. Dann nämlich hängt die Induktionsverteilung nur noch von der Permanenterregung und der Geometrie ab, und die Wirbelstromdichte kann mit Hilfe des Induktionsgesetzes berechnet werden. Zur Bestimmung der Induktionsverteilung wird von der Geometrie nach Bild 4.4, einer mittleren Induktion B_M unter der Zahnmitte gemäß Gl. (3.9) und $\mu_p = 1$ ausgegangen. Für diesen Fall ist ein Lösungsansatz mittels der konformen Abbildung möglich /39/. Bei Vorgabe eines komplexen Potentials φ

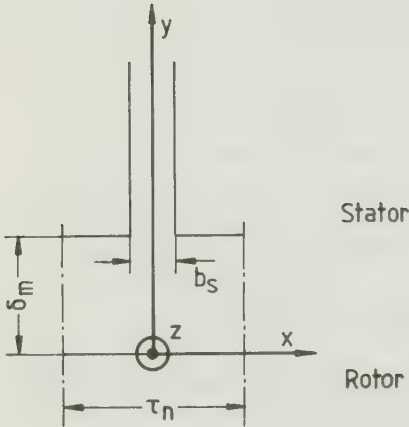


Bild 4.4

Luftspaltgeometrie mit
Koordinatensystem

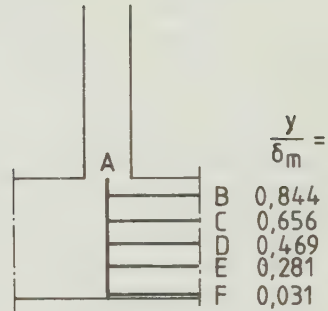


Bild 4.5

Luftspaltgeometrie mit Linien
der berechneten Induktion

kann die Ortskoordinate zu

$$y + jx = \frac{2}{\pi} \delta_m \left[\arcsin \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1+a^2}} + \frac{a}{2} \ln \frac{\sqrt{a^2+\cos^2 \varphi} + a \sin \varphi}{\sqrt{a^2+\cos^2 \varphi} - a \sin \varphi} \right] \quad (4.13)$$

mit

$$a = b_s / (2 \delta_m)$$

bestimmt werden. Da eine Auflösung von Gl. (4.13) nach φ nicht existiert, soll nur die Normalkomponente der Induktion in der Nutmitte berechnet werden. Durch die Vorgabe eines reellen Potentials φ mit $0 \leq \varphi \leq \pi/2$ erzwingt man die notwendige Bedingung $x = 0$. Die bezogene Induktion kann dann durch die implizite Differentiation

$$B_{y0}/B_M = \frac{2}{\pi} \delta_m \left(\frac{dy}{d\varphi} \right)^{-1} \bigg|_{x=0} = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{\cos^2 \varphi + a^2}} \quad (4.14)$$

gewonnen werden. Damit ist eine Parameterdarstellung von

$B_{y0}/B_M = f(y)$ längs der in Bild 4.5 mit A gekennzeichneten Linie möglich. Bild 4.6 zeigt die Kurven für verschiedene Werte von b_s/δ_m .

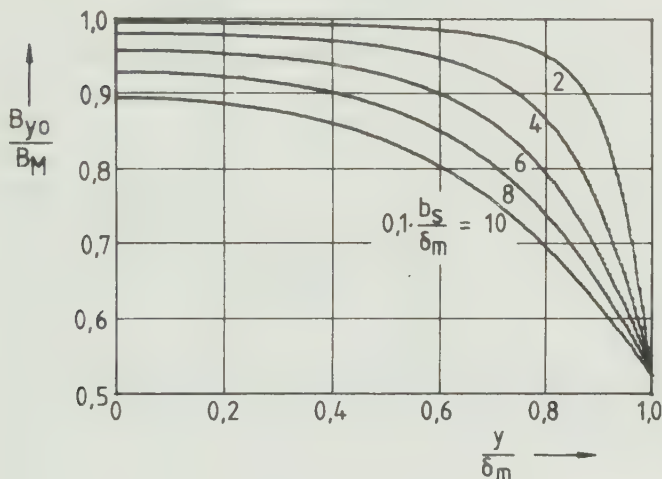


Bild 4.6 Normalkomponente der Induktion längs Linie A

Um einen Überblick über den Verlauf der Induktion in den übrigen Bereichen des Luftspalts zu erhalten, wurde deren Normalkomponente längs der in Bild 4.5 mit B bis F bezeichneten Linien für zwei verschiedene Nutschlitzbreiten mit einem Relaxationsverfahren /40/ bestimmt. Die festgelegten Parameter $\delta_m/\tau_n = 0,67$ und $q = 2$ sind für permanenterregte Servomotoren typisch. Im Rahmen einer allgemeinen Darstellung wurde eine Normierung auf die Induktion unter der Zahnmitte vorgenommen. Die Bilder 4.7 und 4.8 zeigen, daß sowohl bei offenen, als auch bei halboffenen Nuten die Induktionskurven einer Sinuswelle umso ähnlicher werden, je näher man an die Oberfläche des Rotors kommt. Die Abweichung in der erwarteten Reihenfolge der Einzelkurven in Bild 4.8 ist auf die unterschiedlichen Normierungswerte sowie die relativ kleine Anzahl von Knotenpunkten des Gitternetzes zurückzuführen.

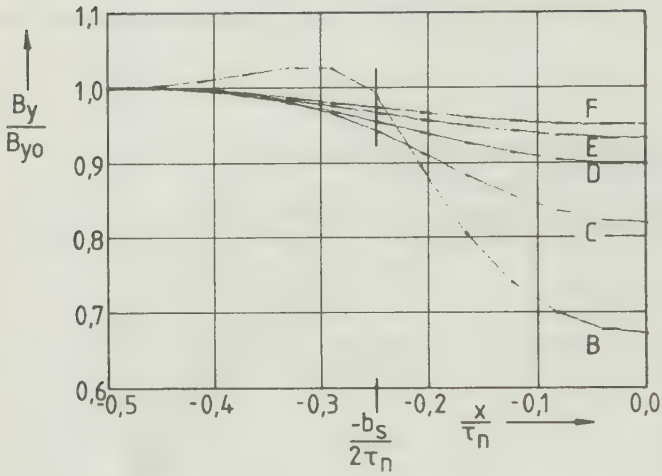


Bild 4.7 Induktionsverläufe für eine offene Nut mit $b_s/\tau_n = 0,5$ und $\delta_m/\tau_n = 0,67$

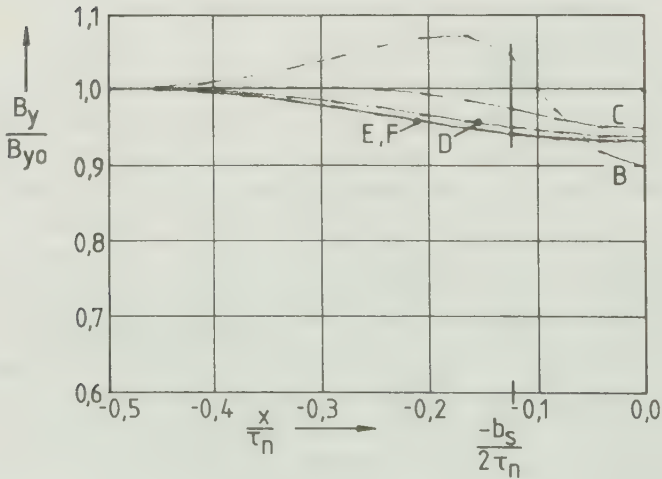


Bild 4.8 Induktionsverläufe für eine halboffene Nut mit $b_s/\tau_n = 0,25$ und $\delta_m/\tau_n = 0,67$

Ausgehend von der bisher bekannten Charakteristik des Feldverlaufs im Luftspalt wird zur Abschätzung der Wirbelstromverluste der Ansatz

$$B_y(x, y, t) = k_c B_M - B_0 e^{-(h_M - y)/y_0} \cos((x - vt)2\pi/\tau_n) \quad (4.15)$$

für die Normalkomponente der Induktion im Bereich der Permanentmagnete gemacht. Hierbei stellt k_c den Carter'schen Faktor und v die Relativgeschwindigkeit zwischen Rotor und Stator dar. Die Induktion B_0 , die ein Maß für den Induktionsabfall auf der Magnetoberfläche darstellt, läßt sich mit Bild 4.6 als Hälfte der Induktionsminderung an der Stelle $y = h_M$ ermitteln. Die Größe y_0 kann als Eindringtiefe interpretiert werden, welche ebenfalls mit Hilfe des Bildes 4.6 aus dem Induktionsverlauf an den Stellen $y = h_M$ und $y = 0$ bestimmt werden kann. Im folgenden wird angenommen, daß die betrachtete Statornutteilung den Permanentmagneten eines Pols vollständig überdeckt. Nach Anwendung der Maxwell'schen Gleichungen und des verallgemeinerten Ohm'schen Gesetzes auf Gl. (4.15) erhält man die axial gerichtete Stromdichte $\vec{S}$ mit der Komponente

$$S_z(x, y, t) = \kappa v B_0 e^{-(h_M - y)/y_0} \cos((x - vt)2\pi/\tau_n), \quad (4.16)$$

wobei κ die elektrische Leitfähigkeit des Magnetmaterials darstellt. Die gesamten Wirbelstromverluste ergeben sich somit zu

$$P_{v,W} = \alpha N \iiint_{\substack{\text{Bereich} \\ \text{einer} \\ \text{Nutteilung}}} \frac{|S_z|^2}{\kappa} dV = \frac{1}{2} \kappa \alpha \pi^3 (n B_0)^2 D^3 l h_M f_W, \quad (4.17)$$

wobei der Einfluß der Eindringtiefe durch

$$f_W = (1 - e^{-2h_M/y_0}) y_0 / (2 h_M) \quad (4.18)$$

ausgedrückt wird.

Bevor eine genauere Auswertung von Gl. (4.17) erfolgt, soll nochmals der sinusförmige Induktionsansatz diskutiert werden.

Für den Fall, daß der mechanische Luftspalt nicht zu klein gewählt wird, darf Gl. (4.15) bei offenen Nuten als ausreichend genau angesehen werden. Bei halboffenen Nuten dagegen könnte die Abhängigkeit der Induktion von der x-Koordinate durch eine Fourierentwicklung im Bereich des Nutschlitzes exakter erfaßt werden. Für die Verlustberechnung ist dann, wie eine erweiterte Rechnung zeigt, anstelle der Größe B_0^2 die Summe $\sum_v B_v^2$ maßgebend. Da sich aber die Integration der Verlustdichte nicht mehr über die gesamte Nutteilung erstreckt, nehmen die Verluste nicht so stark zu, wie dies hätte vermutet werden können. Beispielrechnungen für die Verluste, die sowohl mit dem oben beschriebenen Feldverlauf als auch mit dem genäherten Verlauf nach Gl. (4.15) durchgeführt wurden, zeigen, daß die Abweichungen unter 10 % bleiben. Es ist daher sinnvoll, die bisher angeführten, einfachen Formeln der Verlustberechnung zu verwenden. Andere Voraussetzungen liegen jedoch vor, wenn bei beliebiger Nutschlitzbreite ein sehr kleiner mechanischer Luftspalt vorliegt. Dann treten in den luftspaltnahen Schichten des Magneten im Bereich der Zahnkopfflanken starke Induktionsschwankungen auf (vgl. Bilder 4.7 und 4.8), die eine deutliche Verlusterrhöhung zur Folge haben. Dieser Effekt ist ab einem Verhältnis von $h_M/\delta_m \geq 0,85$ zu berücksichtigen. Ein Zuschlag zu den Verlusten in Höhe von 70 % wurde für $h_M/\delta_m = 0,91$ ermittelt. Zwischenwerte können interpoliert werden.

Die beschriebene Methode zur Bestimmung der Wirbelstromverluste stellt eine Näherung dar, die viele Effekte nicht berücksichtigen kann. Zu erwähnen ist der vereinfachte Induktionsansatz oder die Vernachlässigung der endlichen Magnetlänge und -breite. Daß trotzdem brauchbare Ergebnisse zu erwarten sind, zeigt ein Vergleich mit dem bereits erwähnten analytischen Verfahren /38/. Anhand mehrerer durchgerechneter Beispiele konnte gezeigt werden, daß sich bei den Verlusten eine Differenz von maximal 20 % ergab.

Die Höhe der Wirbelstromverluste nach Gl. (4.17) hängt von der Bauform und vom Drehzahlniveau ab. Zu beachten sind die Verluste vor allem bei Maschinen mit einer hohen Umfangsge-

schwindigkeit, also bei Motoren mit großer Drehzahl oder mit großem Bohrungsdurchmesser (Kurzmotoren). Die Polpaarzahl und die Nutenzahl besitzen keinen direkten Einfluß auf die Verluste. Auch die Magnethöhe spielt kaum eine Rolle, wenn die Eindringtiefe kleiner als $h_M/2$ ist. Dies trifft bei den realisierten Motoren zu ($h_M/y_0 \approx 2$; $f_W \approx 1/4$). Die Nutschlitzbreite b_s kann zur Verringerung der Nutstreuinduktivität vergrößert werden. Mit dieser Maßnahme werden aber die Induktion B_0 und die Verluste stark erhöht. Ein wirksames Mittel zur Senkung der Wirbelstromverluste ist die Vergrößerung des Luftspalts (Einfluß auf B_0).

Die numerische Auswertung der Wirbelstromverluste wurde am Beispiel von Motor 3 für die Nenndrehzahl durchgeführt. Es ergab sich eine Induktion $B_0 = 0,07$ T bei der Eindringtiefe von $y_0 = 2,1$ mm. Die resultierenden Verluste betragen 2 W und können somit sicherlich vernachlässigt werden. Bei den übrigen Motoren, vom Scheibenläufermotor abgesehen (Kap. 8), liegen die Verluste noch niedriger.

4.2.3 Verluste durch Oberwellen

Trotz Speisung einer Drehstromwicklung mit sinusförmigen Strömen treten im Luftspalt Oberwellen des Ankerfeldes auf, welche durch die diskrete Anordnung der einzelnen Leiter verursacht werden. Diese Oberwellen laufen nicht synchron mit dem Rotor um und führen daher einerseits zu Pendelmomenten (vgl. Kap. 3.5) und andererseits zu Verlusten im Magnetwerkstoff.

Die Verlustberechnung geht von der Voraussetzung aus, daß die induzierten Wirbelströme den Induktionsverlauf nicht beeinflussen. Mit dem Induktionsansatz gemäß Anhang A3 können die Verluste nach der Vorgehensweise von Kap. 4.2.2 bestimmt werden. Für Motor 3 erhält man Verluste in Höhe von 0,2 W, für Motor 4 solche von 1,8 W. Beide Motoren sind mit einer unge-sehten Wicklung mit $q = 2$ ausgestattet. Beim Einsatz einer einfacheren Wicklung mit $q = 1$ würden sich die genannten Verluste etwa verfünffachen. Angesichts dieser Zahlenwerte ist

eine Verlustberechnung nur bei hochtourigen Motoren mit einfacher Wicklungsausführung notwendig.

4.2.4 Zusatzverluste durch Umrichterspeisung

Die durch die Umrichterspeisung verursachten Zusatzverluste können in Kupfer- und Eisenverluste eingeteilt werden. Bei der Berechnung der Kupferverluste soll für den Betrieb der schlanken Motoren von einer mittleren Umrichterschaltfrequenz von 4 kHz ausgegangen werden /24/. Obwohl die reduzierte Leiterhöhe des verwendeten Kupferquerschnitts 0,5 beträgt, wird die Stromverdrängung wegen der großen Anzahl von Leiterlagen pro Nut bereits wirksam /29/. Eine Berechnung, die auf der Annahme von dreieckförmigen Oberschwingungsströmen basiert, zeigt, daß die zusätzlichen Kupferverluste 2 W betragen und somit vernachlässigt werden können. Beim Betrieb des Scheibenläufermotors 4 stellt sich wegen der kleineren Induktivität eine höhere Taktfrequenz von ca. 10 kHz ein. Aber auch hier betragen die Verluste nur 4 W.

Die zusätzlichen Eisenverluste bestehen aus Wirbelstromverlusten. Hierbei ist die Rückwirkung der Wirbelströme auf die Induktion unbedingt zu beachten /32/. Die Berechnung geht von einer rechteckförmigen Spannung aus, deren Amplitude durch die Zwischenkreisspannung des Umrichters und deren Frequenz durch die mittlere Taktfrequenz vorgegeben ist. Ferner wurde angenommen, daß die Ausgangsklemmen des Umrichters gleich lang an der positiven und negativen Zwischenkreisschiene liegen, was nur im Stillstand bei kleinen Strömen annähernd erfüllt ist. In diesem Betriebszustand treten die größten zusätzlichen Eisenverluste auf, da die Grundschiwingung der zugrunde gelegten Spannung maximal wird und die Verluste mit steigender Frequenz fallen. Die Berechnung wurde für den Zahn- und Jochbereich getrennt durchgeführt und ergab für Motor 2 Verluste von 22 W und für Motor 4 Verluste von 122 W. Da jedoch der zweite Zahlenwert nicht realistisch erschien, wurde er unter den angegebenen Bedingungen meßtechnisch überprüft und zu 65 W bestimmt. Der deutliche Unterschied wird auf verschiedene,

schwer beschreibbare Einflüsse zurückgeführt, wie z. B. das Werkstoffverhalten des Eisens bei höheren Frequenzen oder die Auswirkung der Wicklungskapazitäten. Eine sichere und einfache Vorausberechnung dieser Verlustart scheint somit unmöglich zu sein. Ähnliche Verhältnisse liegen bei den durch die Umrichter-speisung verursachten Zusatzverlusten im Magnetmaterial und im Rotoreisen vor, auf deren Berechnung daher verzichtet werden soll.

4.2.5 Meßergebnisse

Zur Absicherung der berechneten Maschinenverluste wurden der Auslaufversuch und Leistungsmessungen am drehzahlgeregelten Antrieb herangezogen. Die beim Auslauf auftretenden Verluste setzen sich aus Eisenverlusten, Reibungsverlusten und Wirbelstromverlusten im Magnetmaterial zusammen. Für Motor 2 wurden diese Verluste gemessen und mit der Rechnung verglichen. Wie in Bild 4.9 zu sehen ist, besteht eine gute Übereinstimmung.

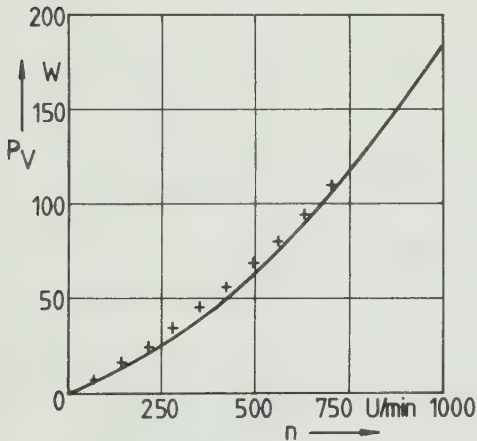


Bild 4.9
Auslaufverluste
— Rechnung
+ Messung

Die Messung der Verluste im drehzahlgeregelten Betrieb wurde ebenfalls mit Motor 2 vorgenommen. Die Verstärkung des Drehzahlreglers betrug hierbei 14 und die Nachstellzeit 1,4 ms.

Meßtechnisch zugänglich waren nur elektrische und mechanische Leistungen, so daß die Motorverluste durch eine Subtraktion relativ großer Zahlen bestimmt werden mußten. Die Genauigkeit der Meßergebnisse ist unter diesen Randbedingungen zu sehen. Dem Leistungsflußdiagramm von Bild 4.10 ist zu entnehmen, daß für eine mechanische Leistung von 2,09 kW an der Welle eine elektrische Leistung von 2,94 kW an den Eingangsklemmen des Umrichters benötigt wird. Als Verluste in der Elektronik, in den Treiberbausteinen und im Transformator fallen 370 W an. Ca. 70 W gehen als Durchlaß- und Schaltverluste an den Transistoren des Wechselrichters verloren. Die Motorverluste belaufen sich auf 410 W, wovon 310 W auf die Kupferverluste entfallen. Erwähnt seien noch die Wirkungsgrade des Motors mit 84 %, des Transistorwechselrichters mit 97 % und des Gesamtsystems mit 71 %.

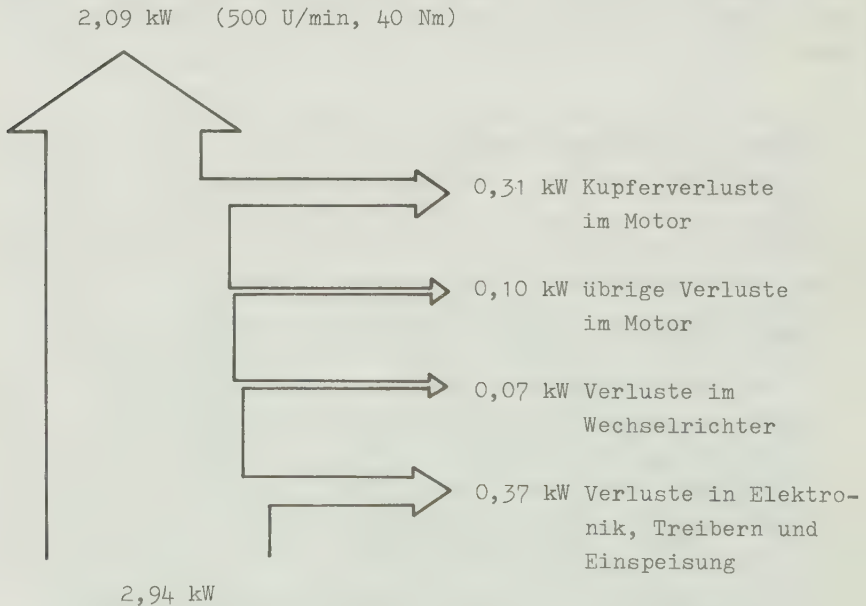


Bild 4.10 Leistungsflußdiagramm des gesamten Antriebs

4.3 Drehmomentbildung

Wichtige Aspekte der Drehmomentbildung sind neben der Einhaltung der geforderten Drehmomentkonstanten K_M die Problematik der Pendelmomente und der Einfluß der Sättigung. Die Drehmomentkonstante kann auf einfache Weise über eine Drehmoment/Strommessung ermittelt werden. Die Methoden der experimentellen Pendelmomentbestimmung sind in /30/ behandelt, ihre Reduzierung durch eine Umrichtervorsteuerung in /6/. Daher soll im folgenden nur auf die meßtechnische Erfassung des Sättigungseinflusses am Beispiel von Motor 3 näher eingegangen werden.

Für den Vergleich von Messung und Rechnung wurde zunächst die Stromführung in der Querachse ($\epsilon = 0$) vorausgesetzt, die Drehmoment/Stromkennlinie gemäß Anhang A4 ermittelt und in Bild 4.11 dargestellt. Die Ergebnisse der Drehmomentmessung, die im Stillstand erfolgte, sind durch Kreuze gekennzeichnet. Wie man erkennen kann, stellt sich eine gute Übereinstimmung ein. Das bei 70 A berechnete Spitzenmoment beträgt 290 Nm, während die Messung 296 Nm ergab.

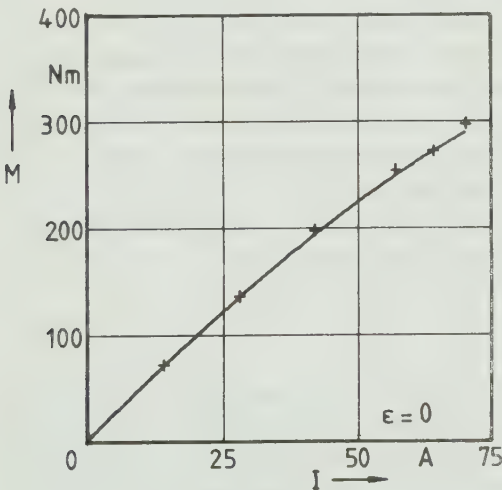


Bild 4.11
Drehmoment als Funktion des Stromes I

— Rechnung
+ Messung

Eine umfassendere Darstellung des Drehmoments ist für Bild 4.12 gewählt, in welchem das berechnete Drehmoment als Funktion des Winkels ϵ zwischen dem Stromraumzeiger und

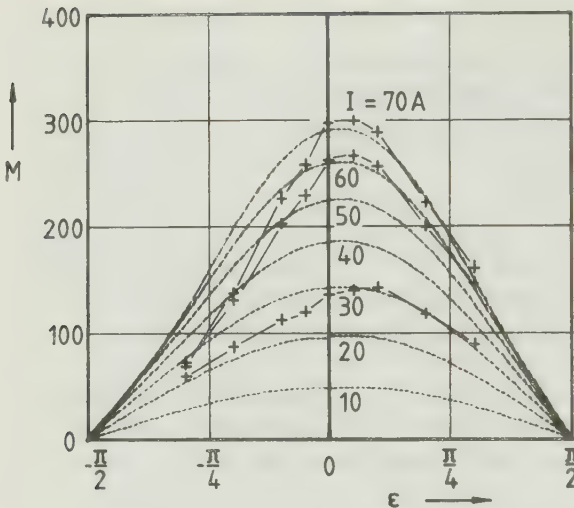


Bild 4.12

Drehmoment als
Funktion des Win-
kels

— Rechnung

+ Messung

der Querachse mit dem Strom I als Parameter aufgetragen wurde. Einige Meßergebnisse für die Ströme $I = 70$ A, 60 A und 30 A sind wieder als Kreuze gekennzeichnet, die jetzt durch dünne Linien verbunden wurden. Für $\epsilon > 0$ ergibt sich eine gute Übereinstimmung, während für $\epsilon < 0$ eine Abweichung von ca. 30 % festgestellt werden kann. Dies ist auf die weitgehenden Vereinfachungen der Drehmomentberechnung zurückzuführen und kann noch akzeptiert werden. Weiterhin fällt auf, daß durch eine kleine Drehung des Stromes in die Längsachse ($\epsilon > 0$) das erzielbare Drehmoment noch geringfügig erhöht werden kann. Zur Erklärung dieses Effekts soll die aus Gl. (4.1) abgeleitete Formel für das vom Motor erzeugte Drehmoment

$$M = K_M I \cos \epsilon + \frac{3}{2} p (L_d - L_q) I^2 \sin (2\epsilon) \quad (4.19)$$

näher betrachtet werden. Vergrößert man bei einer Schenkel-polmaschine mit $L_d > L_q$ den Winkel ϵ , ausgehend von $\epsilon = 0$, so kann aufgrund der Stromkomponente in der d-Achse zunächst mit einem Anstieg des Drehmoments gerechnet werden. Die Höhe des maximalen Drehmomentgewinns sowie der notwendige Winkel hängen natürlich von der Größe des Stromes I ab. Bei hohen Strömen macht sich nun die Sättigung bemerkbar, die in der d-Achse

wegen der größeren Induktivität (kleiner Luftspalt) einen stärkeren Einfluß hat als in der q-Achse. Die Folge davon ist, daß sich die Induktivitäten in beiden Achsen angleichen und die Vorteile der Schenkeligkeit bezüglich der Drehmomentbildung nicht mehr voll zum Tragen kommen. So beträgt der realisierbare Drehmomentgewinn beim Spitzenstrom nur 1 %.

Vollpolmotoren verhalten sich bezüglich einer Stromdrehung um einen Winkel ϵ insofern anders, als das Maximum des Drehmoments bei negativen Werten von ϵ auftritt. Dies ist damit zu erklären, daß ein feldschwächender Strom in der d-Achse ($i_d < 0$) die an der Polkante auftretende Höchstinduktion senkt und somit den Einfluß der Sättigung abschwächt. Messungen an den anderen Motoren ergaben einen Drehmomentgewinn von 3 %. Bei stark gesättigten Maschinen sind weitaus größere Auswirkungen zu erwarten.

4.4 Dynamik des drehzahlgeregelten Antriebs

Die Untersuchung der Dynamik des drehzahlgeregelten Antriebs (Kap. 2.4) dient der Charakterisierung des Leistungsvermögens des Gesamtsystems. Von den experimentellen Ergebnissen, die mit Motor 2 gewonnen wurden, sollen hier nur Führungs- und Störfrequenzgang vorgestellt werden, da bei ihrer Kenntnis eine ausreichende Beurteilung der Eigenschaften möglich ist.

Zur Durchführung der Messung wurde der Prüfling über eine Drehmomentmeßwelle mit einem Hilfsantrieb gekuppelt. Das zusätzliche Fremdträgheitsmoment sollte möglichst klein sein (Scheibenläufer), damit die mechanische Resonanzfrequenz des Wellenstrangs groß ist. Die Frequenzgänge wurden bei einer Grunddrehzahl von 100 U/min bestimmt und sind in Bild 4.13 dargestellt. Die Höhe der Grunddrehzahl besitzt, wie meßtechnisch nachgewiesen werden konnte, keinen signifikanten Einfluß auf die Kurvenverläufe. Da die gesamte Regelstrecke ein nichtlineares System darstellt, streuen die Meßwerte bei Frequenzen über $f = 400$ Hz stark, so daß die Kurvenzüge hier nicht mehr eindeutig reproduzierbar sind.

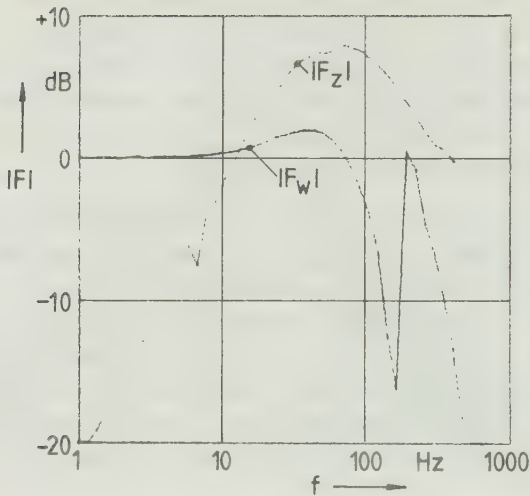


Bild 4.13 Führungs- und Störfrequenzgang ($|F_W|$ und $|F_Z|$)
 Fremdträgheitsmoment: $0,006 \text{ kgm}^2$
 Reglereinstellung: $K_p = 14$, $T_N = 1,4 \text{ ms}$
 F_Z : $0 \text{ dB} \approx 0,2 \frac{\text{U/min}}{\text{Nm}}$

Der Führungsfrequenzgang $F_W = n/n_W$ wurde mit einer sinusförmigen Anregung von $\hat{n}_W = 10 \text{ U/min}$ gemessen. Im Diagramm 4.13 ist deutlich die mechanische Resonanzstelle bei $f = 180 \text{ Hz}$ zu erkennen. Wegen dieser Resonanzstelle mußte die Verstärkung des Drehzahlreglers von 19 auf 14 reduziert werden. Die Durchtrittsfrequenz - das ist die Frequenz, bei der die Kurve durch die 0-dB-Linie hindurchtritt - vermindert sich hierdurch von $f = 150 \text{ Hz}$ auf $f = 74 \text{ Hz}$. Dennoch läßt sich mit dem gekuppelten Antrieb eine Antriebskennkreisfrequenz von $\omega_{OA} = 440 \text{ Hz}$ erzielen, die auch hochwertige Anforderungen erfüllt und mit vergleichbaren Gleichstromantrieben kaum zu erreichen ist /9/.

Für die Messung des Störfrequenzgangs $F_Z = n/M$ wurde der Sollwert des stromgeregelten Hilfsantriebs so vorgegeben, daß sich ein sinusförmiges Drehmoment mit der Amplitude $\hat{M} \approx 4 \text{ Nm}$ einstellte. Bild 4.13 zeigt, daß bei der Frequenz $f_1 = 63 \text{ Hz}$ die Drehmomentanregung zu den größten Drehzahlabweichungen

führt ($1,2 \frac{\text{U/min}}{N_m}$). Bei kleineren Frequenzen der Anregung ist die Regelung in der Lage, die Störung zumindest teilweise zu kompensieren. Drehmomentanteile mit höherer Frequenz führen wegen der Massenträgheit des Wellenstrangs zu geringeren Drehzahlchwankungen.

Dem Störfrequenzgang kommt in Hinblick auf die Auswirkung der Pendelmomente besondere Bedeutung zu. Fällt nämlich die Frequenz eines Pendelmoments mit der Frequenz f_1 zusammen, so besitzt die Drehzahlwelligkeit ein Maximum. Die diesbezüglich kritischen Drehzahlen liegen für diesen Motor bei $n \approx 80 \text{ U/min}$ (Rastmoment: $n = f_1/N$) und $n \approx 160 \text{ U/min}$ (Oberwellendrehmoment: $n = f_1/(6p)$). Abschließend sei noch darauf hingewiesen, daß die kritischen Drehzahlen sowie die zugehörigen Drehzahlwelligkeiten mit steigendem Trägheitsmoment fallen.

5 Thermisches Verhalten

Die Erwärmung des Motors wurde bei der Dimensionierung nur durch die maximale Gehäusetemperatur von 95°C berücksichtigt. Die Begrenzung dieser Oberflächentemperatur auf Werte unterhalb des Siedepunktes von Wasser ist für viele Anwendungsfälle sinnvoll. Jedoch wird die Grenztemperatur der Wicklung (155°C bei Isolierstoffklasse F) zumindest bei Motoren mit Selbstkühlung nicht voll ausgenutzt. In diesem Abschnitt wird das thermische Verhalten der Motoren sowohl im Langzeit- als auch im Kurzzeitbereich näher untersucht.

5.1 Thermisches Modell

Grundlage von Erwärmungsberechnungen stellt das wärmetech-nische Ersatzschaltbild dar, das aus den verschiedenen Wärmequellen P_v , den Wärmekapazitäten C und den Wärmeleitwerten Λ besteht. Zur Erstellung eines einfachen Netzwerks sind weitgehende Vereinfachungen notwendig. So soll die Temperaturverteilung innerhalb der einzelnen Maschinenteile wie Wicklung, Statorblechpaket, Gehäuse oder Rotor homogen sein. Für die hier zu untersuchenden Motoren mit Selbstkühlung ist dies sicher gerechtfertigt. Bei eigen- oder fremdgekühlten Maschinen muß die axiale Temperaturverteilung berücksichtigt werden /32/. Die gesamten Verluste werden ausschließlich über die Motoroberfläche durch Konvektion und Strahlung abgegeben. Weiterhin soll die Wärmeleitfähigkeit des Blechpakets in radialer Richtung sowie der Wärmeübergang Paket/Gehäuse als ideal angesehen werden.

Unter diesen Voraussetzungen kann das thermische Ersatzschaltbild der selbstgekühlten Maschine nach Bild 5.1 entwickelt werden. Besonders hingewiesen sei darauf, daß der Rotorbereich durch seine Wärmekapazität und den Leitwert des Luftspalts zu berücksichtigen ist, obwohl dort keine Verluste entstehen. Somit ist auch einzusehen, daß die Rotorendtemperatur im stationären Betrieb etwa genauso groß wie die Gehäusendtemperatur ist. Für durchzugsbelüftete Motoren muß die Wär-

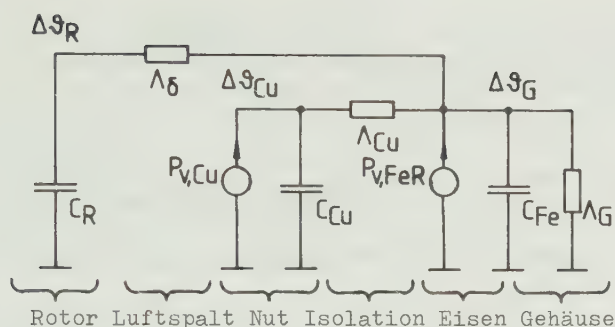


Bild 5.1 Thermisches Ersatzschaltbild des Motors

meabgabe an das Kühlmedium in Bild 5.1 ergänzt werden. Bei dieser Kühlart sind dann Stator und Rotor thermisch weitgehend entkoppelt.

Die Größe der Elemente des Ersatzschaltbildes können i. a. direkt aus der Maschinengeometrie bestimmt werden /29,32/, da bei selbstgekühlten Maschinen eine Strömungsrechnung nicht notwendig ist. Die Wärmekapazität C_{Fe} repräsentiert die Wärmespeicherung von Blechpaket und Gehäuse. Der Wärmeleitwert Λ_G des Gehäuses berücksichtigt die Wirkung der Kühlrippen (vgl. Kap. 3.6). Der endliche Wärmeleitwert Λ_{Cu} wird verursacht durch die Zwischenräume zwischen den einzelnen Drähten (Tränkmasse oder Luft), die Lackisolation der Leiter und der Nutauskleidung (Hartpapier). Bei der Bestimmung des Leitwerts des Luftspalts Λ_δ ist die Drehzahlabhängigkeit zu berücksichtigen /41/, da die Konvektion durch die Rotation des Läufers begünstigt wird. Ein ungleichmäßiger Luftspalt, wie er durch das Aufsetzen der Magnete auf den Rotorkörper (Bild 2.3) entsteht, verbessert die Wärmeübertragung. Zahlenangaben für die Wärmekapazitäten und -leitwerte, die nach obigen Überlegungen für Motor 2 berechnet wurden, sind in Tab. 5.1 zusammengestellt.

Die Motorverluste entstehen im wesentlichen in der Wicklung und im Blechpaket. Sie sind daher in Bild 5.1 durch zwei Quellen repräsentiert. Bei den Wicklungsverlusten sollen nur die

Kapazitäten	Leitwerte
$C_{Cu} = 2280 \text{ Ws/K}$	$\Lambda_{Cu} = 27 \text{ W/K}$
$C_{Fe} = 16800 \text{ Ws/K}$	$\Lambda_G = 6,7 \text{ W/K}$
$C_R = 9000 \text{ Ws/K}$	$\Lambda_\delta = \begin{cases} 1,12 \text{ W/K} & \text{für } n < 361 \text{ U/min} \\ 0,186 \frac{n}{\text{Hz}} \text{ W/K} & \text{für } n > 361 \text{ U/min} \end{cases}$

Tab. 5.1 Elemente des thermischen Ersatzschaltbildes für Motor 2

durch den Grundswingungsstrom verursachten Anteile erfaßt werden, die über den ohm'schen Widerstand von der Temperatur des Kupfers abhängen. Man erhält

$$P_{v,Cu} = 3 R_{1,\vartheta_U} I_1^2 (1 + \alpha_{Cu} \Delta\vartheta_{Cu}), \quad (5.1)$$

wobei R_{1,ϑ_U} den Statorwiderstand bei Umgebungstemperatur und α_{Cu} den Temperaturkoeffizienten des Kupfers bezeichnet. Die drehzahlabhängigen Eisen- und Reibungsverluste (Kap. 4.2.5) werden durch die andere Verlustquelle erfaßt. Weiterhin sollen an dieser Stelle die übrigen Maschinenverluste pauschal durch einen konstanten Zuschlag von 30 W (65 W bei Motor 4) berücksichtigt werden.

Aus dem thermischen Ersatzschaltbild läßt sich das die Maschine beschreibende Differentialgleichungssystem 3. Ordnung

$$\begin{aligned} P_{v,Cu} &= C_{Cu} \frac{d}{dt} \Delta\vartheta_{Cu} + \Lambda_{Cu} \Delta\vartheta_{Cu} - \Lambda_{Cu} \Delta\vartheta_G \\ P_{v,FeR} &= -\Lambda_{Cu} \Delta\vartheta_{Cu} + C_{Fe} \frac{d}{dt} \Delta\vartheta_G + (\Lambda_{Cu} + \Lambda_G + \Lambda_\delta) \Delta\vartheta_G - \Lambda_\delta \Delta\vartheta_R \\ 0 &= -\Lambda_\delta \Delta\vartheta_G + C_R \frac{d}{dt} \Delta\vartheta_R + \Lambda_\delta \Delta\vartheta_R \end{aligned} \quad (5.2)$$

ableiten. Die thermischen Zeitkonstanten können aus der charakteristischen Gleichung gewonnen werden. Bemerkenswert ist, daß sowohl die Drehzahl über den Leitwert Λ_δ als auch der Statorstrom über den Temperaturkoeffizienten α_{Cu} nach Gl. (5.1) die Zeitkonstanten beeinflussen. Zahlenwerte für die Zeitkonstanten wurden für den Nennpunkt und die stillstehende, unbelastete

	Belastung mit M_N	Abkühlung	
	Rechnung	Rechnung	Messung
T_1/min	1,3	1,2	1,2
T_2/min	36	39	19
T_3/min	151	165	126

Tab. 5.2 Thermische Zeitkonstanten für Erwärmung und Abkühlung

Maschine berechnet und in Tab. 5.2 angeführt. Das Gleichungssystem (5.2) ermöglicht weiterhin die Berechnung von stationären Endtemperaturen. Hierfür sind die zeitlichen Ableitungen zu vernachlässigen.

Zur Überprüfung des Ersatzschaltbildes sowie der berechneten Parameter wurde ein Belastungsversuch bei einer Drehzahl von 500 U/min und einem Drehmoment von 45 Nm durchgeführt. Die Umgebungstemperatur betrug 20 °C. Die in der Nutmitte mit einem Thermoelement gemessene Temperatur sowie die vorausberechneten Erwärmungskurven sind in Bild 5.2 dargestellt. Besonders auffällig ist das langsame Ansteigen der Rotortemperatur, was seine Ursache im kleinen Wärmeleitwert des Luftspalts besitzt.

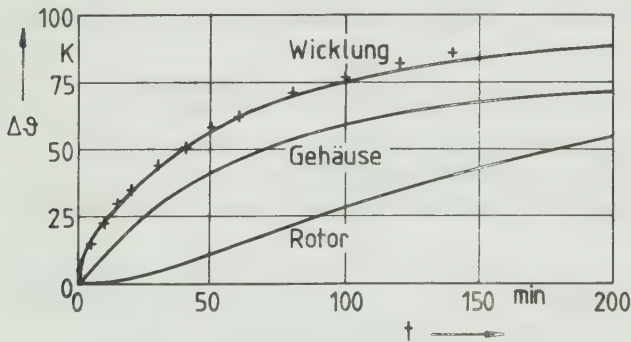


Bild 5.2 Erwärmungskurven für $\vartheta_U = 20\text{ °C}$ (500 U/min, 45 Nm)

— Rechnung
+ Messung

Die berechneten Endwerte der Temperatur liegen bei $\Delta\vartheta_{\text{Cu,max}} = 99 \text{ K}$ sowie $\Delta\vartheta_{\text{G,max}} = \Delta\vartheta_{\text{R,max}} = 82 \text{ K}$ und sind nach Beendigung des Versuchs noch nicht erreicht. Aus der hier nicht dargestellten Abkühlkurve wurden die thermischen Zeitkonstanten graphisch ermittelt und in Tab. 5.2 ergänzt. Während die kleinste Zeitkonstante mit der Rechnung übereinstimmt, sind bei den anderen Werten Abweichungen festzustellen. Ursache hierfür sind Fehler bei der Berechnung der Wärmeleitwerte und -kapazitäten und die begrenzte Genauigkeit der graphischen Auswertung. Ein systematischer Fehler ergibt sich dadurch, daß die Messung nur Information über die Temperatur am Einbauort der Sonde enthält, während mit Hilfe des Ersatzschaltbildes eine mittlere Temperatur bestimmt wird. Dennoch bildet, wie Bild 5.2 zeigt, das Modell das thermische Verhalten der Maschine ausreichend genau nach.

5.2 Drehmoment-Drehzahldiagramm

Das Drehmoment-Drehzahldiagramm gibt die thermisch zulässigen Betriebsbereiche im Dauerbetrieb (S1) und Aussetzbetrieb (S3) für eine Spieldauer von 10 Minuten (VDE 0530) an. Daneben werden weitere Begrenzungen durch Motor und Umrichter eingetragen. Alle Kurven gelten für eine Umgebungstemperatur von $\vartheta_{\text{U}} = 40 \text{ }^{\circ}\text{C}$. Das für Motor 2 gültige Diagramm ist in Bild 5.3 dargestellt.

Im Dauerbetrieb werden zwei Grenzkurven berechnet, die sich auf die maximale Gehäuseübertemperatur von $\Delta\vartheta_{\text{G,max}} = (95 - 40) \text{ }^{\circ}\text{C} = 55 \text{ K}$ oder auf die Grenztemperatur der Wicklung $\vartheta_{\text{Cu,max}} = 155 \text{ }^{\circ}\text{C}$ beziehen. Führt man als Hilfsgröße die fiktiven Kupferverluste

$$P_{\text{v,Cuo}} = 3 R_{1,\vartheta_{\text{U}}} I_1^2 \quad (5.3)$$

ein, die bei Umgebungstemperatur auftreten würden, kann bei Stromeinprägung in der Querachse das thermisch zulässige Drehmoment über

$$M = K_{\text{M},\vartheta_{\text{U}}} (1 + \alpha_{\text{Br}} \Delta\vartheta_{\text{R,max}}) \sqrt{\frac{P_{\text{v,Cuo}}}{3 R_{1,\vartheta_{\text{U}}}}} \quad (5.4)$$

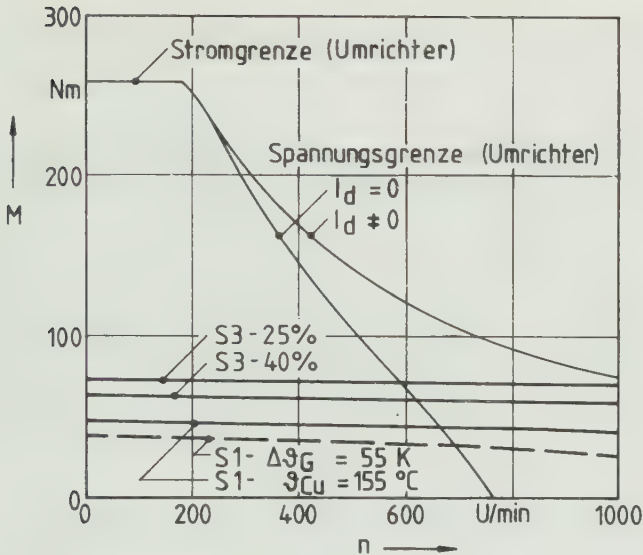


Bild 5.3 Drehmoment-Drehzahldiagramm (Motor 2) für $\theta_U = 40^\circ\text{C}$

— thermische Begrenzung $\theta_{Cu} = 155^\circ\text{C}$

-- thermische Begrenzung $\Delta\theta_G = 55\text{ K}$

— Systembegrenzung (Umrichter)

S1 Dauerbetrieb; S3 Aussetzbetrieb (Spieldauer in %)

berechnet werden. Hierbei ist berücksichtigt, daß sich die Drehmomentkonstante wegen des Temperaturverhaltens der Permanentmagnete (vgl. Tab. 2.1: $\alpha_{Br} < 0$) ändern kann. Die Hilfsgröße $P_{v,Cuo}$ berechnet sich aus Gl. (5.2) bei Vorgabe von $\Delta\theta_{G,max}$ zu

$$P_{v,Cuo} = \frac{\Lambda_G \Delta\theta_{G,max} - P_{v,FeR}}{1 + \Delta\theta_{G,max} \alpha_{Cu} (1 + \Lambda_G / \Lambda_{Cu}) - P_{v,FeR} \alpha_{Cu} / \Lambda_{Cu}} \quad (5.5)$$

oder bei Vorgabe von $\Delta\theta_{Cu,max}$ zu

$$P_{v,Cuo} = \frac{\Delta\theta_{Cu,max} \Lambda_G - P_{v,FeR}}{(1 + \Lambda_G / \Lambda_{Cu}) (1 + \alpha_{Cu} \Delta\theta_{Cu,max})}, \quad (5.6)$$

wobei noch die Beziehungen

$$\Delta^3_{R,max} = \Delta^3_{G,max} \quad \text{bzw.}$$

$$\Delta^3_{R,max} = \Delta^3_{Cu,max} - P_{V,CuO} (1 + \alpha_{Cu} \Delta^3_{Cu,max}) / \Lambda_{Cu} \quad (5.7)$$

zur Momentberechnung notwendig sind. Die leichte Neigung der hiermit berechneten Drehmoment-Drehzahlkurven ergibt sich aufgrund der Frequenzabhängigkeit der Eisenverluste.

Bei der Behandlung des Aussetzbetriebs S3 kann die Wärmespeicherfähigkeit des Kupfers vernachlässigt werden, da die Spieldauer deutlich größer ist als die entsprechende Zeitkonstante. Weiterhin sind für Erwärmungs- und Abkühlphase unterschiedliche Werte für Λ_0 zu verwenden. Die in Bild 5.3 dargestellten Kurven wurden für eine relative Einschaltdauer von 25 % bzw. 40 % und eine Wicklungstemperatur von 155 °C berechnet. Soll das Kriterium der Gehäusetemperatur herangezogen werden, ergeben sich Kurven, die im Drehmoment bei S3-25 % um 3 % und bei S3-40 % um 15 % niedriger liegen. Der Einfluß der Drehzahl hat sich gegenüber dem Dauerbetrieb abgeschwächt, da die Kupferverluste überwiegen.

Drehmomente, die über den besprochenen Grenzkurven liegen, dürfen im Rahmen der Kurzzeitüberlastbarkeit auftreten. Eine absolute Grenze ist jedoch durch die irreversible Entmagnetisierung des Motors gegeben. Die in Bild 5.3 eingezeichnete horizontale Linie berücksichtigt den Spitzenstrom des Umrichters. Eine weitere Einschränkung des Drehmoment-Drehzahlbereichs wird durch die maximal verfügbare Spannung verursacht. Der Berechnung dieser Grenzkurven liegt die Spannung zugrunde, die sich bei sinusförmiger Ausgangsspannung und einer Reduzierung der Zwischenkreisspannung um 10 % (Unterspannung/Impedanz der Einspeisung) ergibt. Bei Vollblocksteuerung sind durchaus höhere Grundschwingungsspannungen zu erzielen. Für den Fall der Stromeinprägung in der Querachse kann der drehzahlabhängige, maximale Statorstrom I_q aus den Maschinengleichungen (4.1) ermittelt werden. Die Umrechnung von Strom in Drehmoment berücksichtigt die Eisensättigung. Hierdurch wird die Steigung der Grenzkurve $M = f(n)$ bei hohen Drehmomenten deutlich beeinflusst. Die Erweiterung des Betriebsbereichs durch

die elektrische Feldschwächung ist in Bild 5.3 ebenfalls gekennzeichnet.

Der Drehmoment-Drehzahlbereich des Gleichstrommotors ist weiteren Einschränkungen unterworfen, die auf die mechanische Kommutierung zurückzuführen sind /42/. Im Dauer- oder Aussetzbetrieb muß bei höheren Drehzahlen das Drehmoment deutlich abgesenkt werden. Dieser Effekt ist umso stärker, je größer das Stillstandsmoment der Maschine ist. Ferner dürfen die thermischen Grenzkurven nur für eine Zeitdauer von 200 ms überschritten werden, wobei eine zusätzliche Kommutierungsgrenzkurve zu beachten ist. Derartige Einschränkungen entfallen bei bürstenlosen Motorausführungen.

5.3 Kurzzeitüberlastbarkeit

Drehmomente, die über den bereits besprochenen Grenzwerten liegen, können vom Motor für eine bestimmte Zeit aufgebracht werden. Danach muß allerdings ausreichend Zeit für eine Abkühlung der Maschine zur Verfügung stehen. Der Zusammenhang zwischen dem auf das Stillstandsmoment bezogenen Drehmoment M/M_0 und der zulässigen Zeitdauer t ist für Motor 2 in Bild 5.4 graphisch dargestellt. Die drei Kurven unterscheiden sich durch den Vorbelastungsfaktor, der angibt, mit dem wieviel-

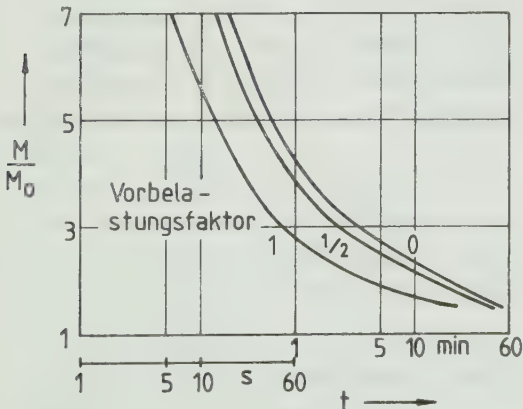


Bild 5.4

Kurzzeitüberlastbarkeit (Motor 2) für
 $\vartheta_U = 40^\circ\text{C}$

fachen Stillstandsmoment die Maschine vor der Kurzzeitüberlastung betrieben wurde.

Zur Berechnung der Kurven von Bild 5.4 wird das Gleichungssystem (5.2) integriert, wobei die Anfangswerte der einzelnen Temperaturen mit Hilfe des Vorbelastungsfaktors zu bestimmen sind. Die Eisenverluste können vernachlässigt werden, da derartige Überlastungen überwiegend bei kleinen Drehzahlen auftreten und außerdem die Kupferverluste bedeutend größer sind. Das Kriterium für die maximal zulässige Überlastungszeit ist durch das Erreichen der Wicklungsgrenztemperatur gegeben.

Die Kurven der Kurzzeitüberlastbarkeit zeigen, daß für Zeiten bis fünf Sekunden keine Einschränkung des Drehmoments aus thermischen Gründen vorgenommen werden muß. Im Zeitbereich bis einige Minuten wird die Überlastbarkeit wesentlich von der Wärmespeicherung im Wicklungskupfer beeinflußt. Eine Verbesserung der Überlastbarkeit in diesem Bereich kann nur durch eine Erhöhung der Kupfermasse erzielt werden (Motor 3). Falls die Momentüberlastung länger andauert, findet zusätzlich eine Wärmespeicherung in den übrigen Maschinenteilen statt. Der Rotor ist aber nur insoweit beteiligt, als dies der Wärmeübergang am Luftspalt zuläßt.

Ausgehend von den Ergebnissen nach Bild 5.4 kann verallgemeinert werden, daß die bürstenlosen Servomotoren eine hohe Kurzzeitüberlastbarkeit aufweisen. Häufig auftretende Überlastungen führen nicht zu einer Verkürzung der Standzeit oder der Lebensdauer von Motorkomponenten, wie dies bei den Bürsten der Gleichstrommaschine der Fall ist.

6 Vergleich von verschiedenen Antrieben

6.1 Einfluß des Magnetwerkstoffs

Der Einfluß des Magnetwerkstoffs auf die Maschinenparameter soll anhand von schlanken Motoren mit den Nenndaten 40 Nm und 500 U/min untersucht werden. Die Ergebnisse der Entwurfsrechnungen von Synchronmaschinen (SM) sowie die Daten eines vergleichbaren Gleichstrommotors (GM) sind in Tab. 6.1 zusammengestellt. Für die magnetischen Kennwerte des Werkstoffs SmCo_5 wurden die in Kap. 3.6 angeführten Größen verwendet; für die übrigen Werkstoffe gelten die Daten aus Tab. 2.1 (gleiche Nummer für gleiche Werkstoffe in beiden Tabellen).

Bei den Seltenen-Erden-Magneten wurden zwei verschiedene Werkstoffe untersucht. Während der Motor mit SmCo_5 wegen der Mindestmagnethöhe vier Polpaare besitzt, konnte bei der Maschine mit $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ die bezüglich der Magnetooptimierung günstigere Polpaarzahl $p = 6$ gewählt werden. Trotzdem liegt die Magnetmasse des Motors mit $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ wegen des größeren Wertes B_{Mmin} geringfügig höher. Vorteile ergeben sich bei der Induktivität, wogegen alle übrigen Eigenschaften vergleichbar sind. Angesichts der günstigeren Kosten des SmCo_5 -Materials sollte die Entscheidung zugunsten dieses Werkstoffs fallen.

Motoren mit Ferriterregung werden zweckmäßigerweise 12-polig ausgeführt. Die Außenabmessungen sind etwa 15 % größer als bei Maschinen mit Seltenen Erden. Der Anstieg der Motorverluste konnte auf 20 % begrenzt werden, da durch die Verwendung von Nuten mit größerem Querschnitt dem höheren Strombelag und der niedrigeren Luftspaltinduktion Rechnung getragen wurde. Eine Erhöhung des Trägheitsmomentes um 50 % war trotz der geringeren spezifischen Dichte der Ferrite nicht zu vermeiden. Bezüglich der Induktivität und der Sättigung der Eisenwege ergeben sich Vorteile für die ferriterregte Maschine.

Die Realisierung eines Drehstrom-Servomotors dieser Leistungsstufe mit AlNiCo -Magneten scheitert in der Praxis an den erforderlichen Magnethöhen. Die Anordnung quaderförmiger

Magnete auf einer Welle mit sehr kleinem Durchmesser ist in der Regel nicht mehr durchführbar.

Der Vergleich der besprochenen Drehstrommotoren mit einem Gleichstrom-Servomotor zeigt, daß bei etwa ähnlichen Außenabmessungen das Trägheitsmoment des Gleichstrommotors auch größer ist als das der ferriterregten Synchronmaschine. Die übrigen Daten des Gleichstrommotors sind entweder in der Literatur /42/ nicht angegeben oder können nicht direkt verglichen werden (Induktivität).

Die Frage, ob Magnete aus Seltenen Erden oder Ferriten für bürstenlose Servomotoren günstiger sind, hängt letztendlich von der Gewichtung der Anforderungen ab. Stehen eine gute Dynamik, kleine Abmessungen oder geringe Maschinenverluste im Vordergrund, sind sicher Seltene-Erden-Magnete die bessere Lösung. Unter rein wirtschaftlichen Gesichtspunkten kommen heute nur Ferritmagnete in Frage, während in der Zukunft die Bedeutung der Mangan-Aluminium-Kohlenstoffmagnete (vgl. Kap. 2.2) zunehmen könnte. AlNiCo-Magnete oder Werkstoffe mit ähnlicher Magnetisierungskennlinie werden bei läuferseitiger Erregung kaum eine Rolle spielen.

Die Wahl der Polpaarzahl besitzt bei den Maschinenentwürfen eine entscheidende Bedeutung. Daher sollen die wesentlichen Gesichtspunkte an dieser Stelle zusammengefaßt werden. Bereits ausgeführt war, daß eine Erhöhung der Polzahl die Magnetmasse senkt (Kap. 3.4). Leider steigen mit dieser Maßnahme auch das Trägheitsmoment und die Maschinenverluste, so daß hierdurch eine Grenze vorgegeben wird. Geringfügige Vorteile ergeben sich bei hochpoligen Maschinen in Bezug auf den Außendurchmesser (Jochhöhe) und den Sättigungsgrad. Die günstigste Polzahl hängt neben den Anforderungen auch vom verwendeten Magnetmaterial ab und ist für jeden Entwurf neu festzulegen.

Servomotoren mit den oben angeführten Nenndaten können auch mit großem Bohrungsdurchmesser und kleiner Maschinenlänge als sogenannte Kurzmotoren entworfen werden. Für die wichtigsten Magnetwerkstoffe sind die Motordaten in Tab. 6.1 auf-

$\frac{M_N}{Nm}$	$\frac{n_N}{U/min}$	Bauform	Typ: Magnetwerkstoff/ Nr. in Tab. 2, 1, S. 7	p	$\frac{l}{mm}$	D	$\frac{D_a}{mm}$	$\frac{h_M}{mm}$	$\frac{m_M}{kg}$	$\frac{P_v}{W}$	$\frac{\theta}{kgm^2}$	$\frac{L}{mH}$
40	500	schlanker Motor	SM: $SmCo_5$	4	320	103	192	3,4	1,5	349	0,024	11,2
			SM: Sm_2Co_{17} (Nr. 6)	6	320	103	191	4,0	1,7	345	0,024	3,6
			SM: $AlNiCo$ (Nr. 2)	4	297	99	203	42,0	16	357	0,020	3,5
			SM: Ferrit (Nr. 3)	6	377	121	206	11,5	3,8	418	0,036	8,9
7	3000	Kurzmotor	GM: 1HU3 108 /42/	400 ⁺			□190				0,045	
			SM: $SmCo_5$	6	43	213	344	7,1	0,8	352	0,059	10,1
		schlanker Motor	SM: Ferrit (Nr. 3)	6	51	253	393	37,5	3,5	435	0,078	13,7
			SM: $SmCo_5$	3	224	72	162	3,3	0,7	221	0,0046	1,9
		Kurzmotor	SM: Ferrit (Nr. 3)	3	265	85	163	12,0	1,9	257	0,0056	2,7
			GM: 5680/7707 /45/	256 ⁺			□190				0,0130	
		Kurzmotor	SM: $SmCo_5$	3	28	142	281	7,5	0,4	247	0,0081	4,2
			SM: Ferrit (Nr. 3)	4	36	180	297	28,5	1,3	285	0,0139	3,6
7	3000	Kurzmotor	GM: MC 23 AS /43/	120 ⁺			280				0,0023	

Tab. 6.1 Vergleich von permanenterregten Servomotoren mit Selbstkühlung
+ gesamte Maschinenlänge

genommen. Die Vorteile dieser Bauform liegen darin, daß die Magnetmasse nochmals gesenkt werden konnte, besonders bei der Version mit Seltenen-Erden-Magneten. Dem stehen jedoch eine Reihe von Nachteilen gegenüber. So muß mit einem mindestens doppelt so großen Trägheitsmoment gerechnet werden, und der Drehmoment-Drehzahlbereich wird durch den Anstieg der Reaktanzen um 20 - 50 % stärker eingeschränkt. Die Magnethöhe bei Ferriterregung liegt bereits deutlich über dem Optimalpunkt (Gl. (3.12)); sie kann aber in Anbetracht des großen Rotordurchmessers noch realisiert werden. Ein Problem der beiden Varianten stellt die große Nuthöhe von ca. 42 mm dar, die das Einlegen der Wicklungen in den Stator erschwert. Die gesamte Maschinenlänge wird bei Kurzmotoren wesentlich von der Ausladung der Wickelköpfe und dem Gehäuse bestimmt, so daß bei den betrachteten Typen mit einer Länge von ca. 200 mm zu rechnen ist. Gleichstrommotoren mit vergleichbaren Daten werden am Markt nicht angeboten. Während die größten selbstgeköhlten Bauformen der Gleichstrom-Kurzmotoren /42/ und der Gleichstrom-Scheibenläufermotoren /43/ das geforderte Drehmoment nicht aufbringen, ist die maximale Drehzahl der Torque-Motoren /44/ auf 100 U/min begrenzt.

6.2 Einfluß des Drehmoment-Drehzahl-niveaus

Ausgehend von einem festen Leistungsbedarf der Arbeitsmaschine lassen sich die Abmessungen des Antriebsmotors reduzieren, wenn durch Zwischenschalten eines Getriebes ein Motor mit kleinerem Nennmoment eingesetzt werden kann. Die damit verbundene Änderung der Maschinenparameter soll am Beispiel von Motoren mit den Nenndaten 7 Nm und 3000 U/min aufgezeigt werden, deren Kennwerte ebenfalls in Tab. 6.1 aufgeführt sind.

Die Realisierung derartiger Motoren mit Seltenen-Erden-Magneten in schlanker Bauform stößt insofern auf Schwierigkeiten, als zu kleine, nicht mehr herstellbare Magnethöhen h_M realisiert werden müßten. Dieses Problem kann umgangen werden, indem für den Entwurf die Induktion B_{Mmin} so angehoben wird, daß h_M den Minimalwert erreicht. Diese Maßnahme vergrößert natürlich den

Magnetbedarf. Eine Erniedrigung der Polzahl hat zwar die gleichen Auswirkungen auf die Magnethöhe; sie kann aber wegen der stark ansteigenden Jochhöhe oftmals nicht durchgeführt werden.

Beim Vergleich von Motoren der schlanken Bauform stellt sich heraus, daß sowohl die Magnetmasse als auch die Verluste und somit die Abmessungen bei den hochtourigen Maschinen deutlich gesenkt werden konnten. Anders sieht es beim Trägheitsmoment aus. Der auf die Arbeitsmaschine bezogene Wert liegt bereits ohne Berücksichtigung des zusätzlichen Getriebeträgheitsmoments fünfmal so hoch wie beim langsamlaufenden Motor. Die kleinen Induktivitäten der schnellaufenden Maschinen haben eine gute Dynamik des Stromregelkreises zur Folge und gewährleisten darüber hinaus sehr niedrige Reaktanzen. Für hochtourige Motoren sollten wegen der frequenzabhängigen Eisenverluste und der großen Speisefrequenzen (150 Hz) Elektrobleche mit Verlusten von 1,3 W/kg vorgesehen werden. Nebeneffekt der Verlustoptimierung ist übrigens, daß die erzielten Sättigungsgrade unter 0,05 liegen. Der Vergleich der schnellaufenden Motoren untereinander zeigt, daß der Werkstoff des Permanentmagneten den Außendurchmesser nicht beeinflußt. Der größere Bohrungsdurchmesser der ferriterregten Maschine wird durch die geringere Jochhöhe des Statorpakets wieder ausgeglichen.

Konventionelle Gleichstrommotoren in schlanker Bauform, die die gewählten Nenndaten einhalten, sind als Serienprodukt nicht erhältlich. Bei dem in Tab. 6.1 angeführten Vergleichstyp muß das Stillstandsrehmoment von 7,5 Nm wegen der Verluste bei Nenndrehzahl auf 4 Nm gesenkt werden. Wie man sieht, liegen weiterhin die Werte des Trägheitsmoments und des Außendurchmessers beim Synchronmotor deutlich günstiger als beim Gleichstrommotor.

Als letzte Variation sei der Kurzmotor mit $n_N = 3000$ U/min angeführt. Die bereits angesprochenen Tendenzen sind auch bei dieser Bauform vorzufinden. Herausgegriffen sei nur, daß der Motor einerseits den niedrigsten Magnetbedarf und andererseits das höchste auf die Arbeitsmaschine bezogene Trägheitsmoment besitzt. Der Vergleich mit Scheibenläufermotoren in Gleichstrom-

technik dokumentiert das hohe Trägheitsmoment recht deutlich. Diesbezügliche Verbesserungen der bürstenlosen Kurzmotoren führen zur Scheibenläuferbauweise, die in Kap. 8 behandelt wird.

6.3 Einfluß der Strangzahl

Drehspannungssysteme werden meistens dreiphasig ausgeführt. Bei kleineren Systemen, wie beispielsweise bei Einzelantrieben, kann jedoch eine andere Strangzahl gewählt werden, wenn wichtige Gesichtspunkte dafür sprechen. Daher sollen Antriebe in drei-, vier- und fünfsträngiger Ausführung verglichen werden. Das Zweiphasensystem unterscheidet sich nur geringfügig vom Vierphasensystem und wird daher nicht betrachtet. In die folgenden Überlegungen wird auch der Gleichstromantrieb einbezogen.

Die Motoren mit unterschiedlicher Strangzahl werden so dimensioniert, daß sie für den Betrieb an Umrichtern mit derselben Zwischenkreisspannung geeignet sind. Somit verhält sich die Drehmomentkonstante K_M proportional zur Strangzahl (vgl. Kap. 3.1), und der Nennstrom reduziert sich bei steigender Strangzahl entsprechend. Die Windungszahl dagegen hängt, wie aus Gl. (3.20) ermittelt werden kann, nicht von der Phasenzahl ab. Die Leiterzahl pro Nut

$$z = \frac{m \cdot w}{Q} \quad (6.1)$$

steigt mit m an, was besonders bei langsamlaufenden Motoren zu einer Verringerung der parallelgeschalteten Zweige genutzt werden kann. Durch die Strangzahl werden die Kupferverluste und der induktive Spannungsabfall beim Nennstrom, die Zeit für den Aufbau des Nennmoments sowie die Magnetmasse (vgl. Gl. (3.24)) kaum beeinflusst. Eine geringe Abhängigkeit ist beim Wicklungsfaktor festzustellen. Unter Berücksichtigung der Schrägung um eine Nutteilung steigt der Grundswingungsfaktor ξ_1 nach Gl. (3.27) von 0,955 für $m = 3$ über 0,974 ($m = 4$) auf 0,984 für $m = 5$.

Die Entstehung von Pendelmomenten, die auf Oberwellen im Luftspalt bei sinusförmiger Speisung zurückzuführen sind, wird

durch die Strangzahl wesentlich beeinflusst. Die Verhältnisse für dreiphasige Wicklungen sind in Kap. 3.5 ausführlich beschrieben. Bei der Strangzahl $m = 4$ kommt es zu Drehmomentwelligkeiten der Kreisfrequenz $4\mu p \omega_m$ mit $\mu = 1, 2, \dots$, wobei die Höhe von den Wicklungsfaktoren $\xi_{4\mu \pm 1}$ in ähnlicher Weise abhängt, wie dies in Gl. (3.26) beschrieben ist. Da aber die niedrigen Harmonischen des Wicklungsfaktors relativ große Werte aufweisen - $\xi_3 = 0,784$ und $\xi_5 = 0,471$ -, muß i. a. mit einer hohen Welligkeit gerechnet werden. Günstigere Verhältnisse liegen bei der fünfsträngigen Maschine vor. Dort treten nur Pendelmomente mit den Kreisfrequenzen $10\mu p \omega_m$ auf. Die wichtigen Wicklungsfaktoren $\xi_{10\mu \pm 1}$ besitzen aufgrund der Schrägung kleine Zahlenwerte ($\xi_9 = 0,109$ und $\xi_{11} = -0,089$). Auch liegen die Frequenzen höher, so daß die integrierende Wirkung der Massenträgheit bereits bei niedrigeren Drehzahlen einsetzt. Bezüglich der Drehmomentwelligkeit stellt die fünfsträngige Wicklung die beste Variante dar.

Wesentliche konstruktive Unterschiede der verschiedenen Motorausführungen ergeben sich bei der Zuleitung. Bei Motoren mit großer Strangzahl muß mit Mehraufwand bei Anschlußkabel, Klemmenkasten oder Steckverbindung gerechnet werden.

Der Leistungsteil des Umrichters wird wesentlich von der Phasenzahl geprägt. Bei Schaltungen mit Spannungszwischenkreis werden für jeden Strang zwei Ventilgruppen benötigt. Die zu installierende Ventilleistung P_V , welche zur Kennzeichnung der Umrichterausnutzung $P_V/P_{i,\text{mot}}$ herangezogen wird, hängt jedoch nicht ausschließlich von der Ventilzahl ab. Unter der Leistung P_V soll das Produkt aus der Zwischenkreisspannung und dem maximalen Ventilstrom für alle Gruppen gemäß

$$P_V = 2 \, m \, U_Z \, I_{\text{max}} \quad (6.2)$$

verstanden werden. Der Bezugswert $P_{i,\text{mot}}$ sei eine ideelle Motorleistung, welche die Kennwerte Spitzendrehmoment und maximale Leerlaufdrehzahl zusammenfaßt. Geeignete Ersatzgrößen sind somit der maximale Grundswingungsstrom $I_{1,\text{max}}$ und die maximale Grundswingungsspannung $U_{1,\text{max}}$, beide bei blockförmigen

Zeitverläufen. Man erhält

$$P_{i,mot} = m U_{1,max} I_{1,max} \quad (6.3)$$

Aus der Zwischenkreisspannung läßt sich die Grundschwingungsspannung nach

$$U_{1,max} = U_Z \sqrt{2} / \pi \quad (6.4)$$

ermitteln, wobei Gl. (6.4) für alle Strangzahlen gültig ist. Der maximale Strom

$$I_{1,max} = \begin{cases} I_{max} \sqrt{6} / \pi & \text{für } m = 3 \\ I_{max} \sqrt{8} / \pi & \text{für } m = 4 \\ I_{max} \sqrt{8} \sin(72^\circ) / \pi & \text{für } m = 5 \end{cases} \quad (6.5)$$

hängt dagegen von m ab, so daß sich für die Umrichterausnutzung die Werte

$$P_V/P_{i,mot} = \begin{cases} \pi^2 / \sqrt{3} & = 5,70 & \text{für } m = 3 \\ \pi^2 / 2 & = 4,93 & \text{für } m = 4 \\ \pi^2 / (2\sin(72^\circ)) & = 5,19 & \text{für } m = 5 \end{cases} \quad (6.6)$$

ergeben. Die beste Umrichterausnutzung kann mit der viersträngigen Maschine erzielt werden, während die ungünstigsten Verhältnisse bei der konventionellen, dreiphasigen Anordnung vorliegen. Erwähnt sei jedoch, daß für m = 3 der Aussteuerbereich für sinusförmige Spannungen am größten ist.

Unterschiedlicher gerätetechnischer Aufwand entsteht ferner bei den Strommeßgebern und der Ansteuerlektronik. Während für m = 3 und m = 4 zwei Geber ausreichen, sind bei der fünfsträngigen Anordnung vier Messungen für die genaue Erfassung des Stromraumzeigers notwendig. Der Aufwand für die Umrichteransteuerung verhält sich proportional zur Strangzahl.

Unter Berücksichtigung aller genannten Gesichtspunkte kann festgestellt werden, daß für die meisten Anwendungen das Dreiphasensystem am besten geeignet ist.

Die bisher eingesetzten Gleichstrommotoren unterscheiden

sich von den bürstenlosen Motoren vor allem durch den Kommutator. Hierdurch vergrößert sich die Baulänge der Maschine und die Verluste nehmen zu (Bürstenreibung und -übergangsverluste: ca. $0,03 P_N$). Auf die Beschränkung des Drehmoment-Drehzahlbereichs wurde bereits in Kap. 5.2 näher eingegangen. Weiterhin erschweren die nichtlinearen Effekte der Bürstenreibung die Regelung besonders bei kleinen Drehzahlen.

Bei der Gleichstrommaschine entstehen die überwiegenden Verluste im Rotor, so daß eine unerwünschte Wärmeübertragung über die Welle auf die Arbeitsmaschine nicht immer ausgeschlossen werden kann. Die Möglichkeiten zur Senkung der Verluste sind begrenzt, da das verfügbare Rotorvolumen durch den Mindestdurchmesser der Welle eingeschränkt ist. Die Entwurfsrechnungen von Gleichstrom- und Synchronmaschinen verlaufen ähnlich, falls die gleichen Randbedingungen und die Optimierung der Magnetmasse gefordert wird. Bei Vernachlässigung des Luftspalts erhält man für die minimale Magnetmasse

$$m_{Mo} = \varphi_M \left(\alpha + \frac{1}{Q} \right) \frac{\pi}{2} \frac{\mu_o \mu_p \ddot{u}_I M_N (1 + k_S) \sigma_m}{p B_p (B_p - B_{Mmin})}, \quad (6.7)$$

wobei die Schrägung um eine Nutteilung den Term $1/(2Q)$ verursacht. Diese Gleichung ist formal fast genauso aufgebaut wie Gl. (3.24). Für kleine Polbedeckungsfaktoren α wird nur wenig Magnetmaterial benötigt, da an den Magnetkanten nur ein geringer Induktionshub auftritt. Ab etwa $\alpha > 1/2$ übersteigt der Magnetbedarf der Gleichstrommaschine den der Synchronmaschine. Der effektive Strombelag der Gleichstrommaschine liegt ebenfalls höher.

Die Stromrichter von Gleichstromantrieben sind gekennzeichnet durch eine günstige Ausnutzung ($P_V/P_{i,mot} = 4$) und einen geringen Aufwand bei der Ansteuerung des Leistungsteils und der Signalverarbeitung. Jedoch muß für die Einspeisung stets ein Transformator verwendet werden, da die maximale Stegspannung des Motors die Zwischenkreisspannung auf ca. 200 V begrenzt.

6.4 Einfluß der Speiseeinrichtung

Die Speisung von Servomotoren wird zweckmäßigerweise mit Puls-Wechselrichtern vorgenommen, wobei die Art der Leistungshalbleiter prinzipiell nicht festgelegt ist. Bei zwangskommutierten Thyristorschaltungen müssen starke Einschränkungen bezüglich Taktfrequenz und Aussteuergrad in Kauf genommen werden. Mit bipolaren Transistoren können mittlere (15 kHz) bis hohe Taktfrequenzen realisiert werden /24,1/. Umrichter mit Feldeffekttransistoren befinden sich derzeit im Entwicklungsstadium.

Die Höhe der Taktfrequenz kann nur im Zusammenhang mit der Induktivität des Motors betrachtet werden. Für eine gute Dynamik ist eine geringe Induktivität anzustreben. Dann aber muß bei einer gegebenen Stromwelligkeit eine hohe Umrichterschaltfrequenz möglich sein. Bei kleinen Frequenzen ist entweder ein Anstieg der Strom- und Drehmomentwelligkeit hinzunehmen, oder die Induktivität muß durch konstruktive oder schaltungstechnische Maßnahmen vergrößert werden. Die Anpassung von Umrichter und Motor ist dann optimal, wenn die maximale Taktfrequenz bei einer akzeptablen Stromwelligkeit ausgenutzt wird, wie dies beispielsweise bei Motor 4 der Fall ist. Dagegen kann bei Motor 2 die zulässige Taktfrequenz nicht ausgeschöpft werden. Somit ist bei dieser Bauform eine konstruktive Verringerung der Induktivität wünschenswert.

Als letzte Einflußgröße soll die Zwischenkreisspannung U_z betrachtet werden. Die das gesamte Antriebssystem beschreibenden Kenngrößen wie Zeitkonstanten, Frequenzgänge usw. hängen nicht vom Spannungsniveau ab, solange für die Isolation kein zusätzlicher Raum benötigt wird ($U_N \leq 380$ V). Je höher U_z gewählt wird, desto geringer können die Querschnitte der Zuleitungen und der Wicklungen sein. In den meisten Fällen wird aber U_z durch die Spannungsfestigkeit der Halbleiter begrenzt. Bei einer geeigneten Typenwahl kann u. U. auf die transformatorische Anpassung der Netzspannung verzichtet werden.

7 Schenkelpolmotor mit Dämpferkreisen

Wie in Kap. 6.4 angedeutet, besteht besonders dann, wenn niedertourige Motoren mit hochwertigen Speisequellen kombiniert werden, die Möglichkeit, die Motorinduktivität abzusenken. Falls dies nicht auf Kosten der Magnetmasse gehen soll, kommen nur Maßnahmen in Frage, die entweder den magnetischen Leitwert der Querachse erniedrigen oder die durch Dämpferkreise schnelle Stromänderungen ermöglichen.

7.1 Anisotroper Rotor

Mit der Verringerung der synchronen Induktivität der Querachse L_q kann einerseits die Dynamik verbessert und andererseits die Reaktanz X_q und damit der induktive Spannungsabfall verkleinert werden. Die Rotorgeometrie von Bild 7.1 zeigt zwei Möglichkeiten zur Reduzierung von L_q . Zum einen wurde der Luftspalt im Bereich der Polücke wesentlich vergrößert (δ_q), zum anderen erfolgt die Führung des Erregerflusses mit Flußleiststücken, die so angeordnet sind, daß sich für den Ankerquerfluß ein zusätzlicher Luftspalt (d) in der Polmitte ergibt. Für die Welle muß dann ein unmagnetischer Werkstoff verwendet werden. Eine Unterteilung der Permanentmagnete, wie in Bild 7.1 angedeutet, ist beim Einsatz eines Dämpferkäfigs sinnvoll.

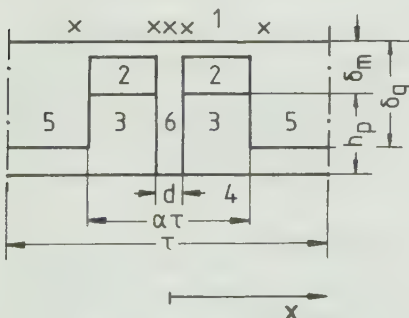


Bild 7.1

Rotorgeometrie

- 1 Ankerstrombelag ($I_d = 0$)
- 2 Permanentmagnet
- 3 Flußleiststück
- 4 unmagnetische Welle
- 5 vergrößerte Polücke
- 6 zusätzlicher Luftspalt

Zur Berechnung der Hauptinduktivität wird ein radialer Feldverlauf im Luftspalt vorausgesetzt. Die dort auftretende magnetische Feldstärke sei im Bereich $0 \leq |x| \leq \alpha\tau/2$ mit $H_{\delta 1}(x)$ und

im Bereich $\alpha\tau/2 < |x| \leq \tau/2$ mit $H_{\delta 2}(x)$ bezeichnet. Im zusätzlichen Luftspalt tritt ein homogenes Feld mit der Feldstärke H_0 auf. Für eine Stromeinprägung in der Querachse ergeben sich nach Anwendung des Durchflutungsgesetzes die Gleichungen

$$\begin{aligned} 2 H_{\delta 1}(x) \delta_m + H_0 d &= \frac{2\tau}{\pi} \hat{A}_1 \sin\left(\frac{x}{\tau} \pi\right), \quad \text{falls } 0 \leq |x| \leq \alpha\tau/2 \\ 2 H_{\delta 2}(x) \delta_q + H_0 d &= \frac{2\tau}{\pi} \hat{A}_1 \sin\left(\frac{x}{\tau} \pi\right), \quad \text{falls } \alpha\tau/2 < |x| \leq \tau/2. \end{aligned} \quad (7.1)$$

Mit diesem Ansatz wird die Feldstärke in der Polmitte ($x = 0$) nicht richtig dargestellt, weil in diesem Bereich die Luftspaltlänge wesentlich größer als δ_m ist. Da aber dort nur kleine Induktionen auftreten, wirkt sich der Fehler bei der Berechnung der Grundwelle kaum aus. Mit Hilfe der Quellenfreiheit der Induktion läßt sich die Beziehung

$$\int_0^{\alpha\tau/2} H_{\delta 1}(x) dx + \int_{\alpha\tau/2}^{\tau/2} H_{\delta 2}(x) dx = H_0 h_p \quad (7.2)$$

ableiten. Nach der Bestimmung von $H_{\delta 1}$ und $H_{\delta 2}$ aus obigen Gleichungen kann die Grundwelle des Luftspaltfeldes $\hat{H}_1$ berechnet werden. Bezieht man diese auf denjenigen Wert $\hat{H}_{10}$, der sich bei Vollpolmotoren mit dem Luftspalt δ_m ergeben würde, erhält man den Feldminderungsfaktor des Ankerquerfeldes k_{aq} , mit dem die gesuchte Induktivität L_{hq} gemäß

$$k_{aq} = \frac{\mu_0 \hat{H}_1}{\mu_0 \hat{H}_{10}} = \frac{L_{hq}}{L_h} \quad (7.3)$$

berechnet werden kann. L_h stellt die Induktivität der Vollpolmaschine /29/ dar. Eine genaue Auswertung der Gln. (7.1) und (7.2) ergibt

$$\begin{aligned} k_{aq} = \alpha - \frac{\sin(\alpha\pi)}{\pi} + (1 - \alpha + \frac{\sin(\alpha\pi)}{\pi}) \delta_m / \delta_q \\ - \frac{2 [1 - \cos(\alpha\pi/2) (1 - \delta_m / \delta_q)]^2}{\pi^2 [(\delta_m h_p)/(d\tau) + (\alpha + (1 - \alpha) \delta_m / \delta_q)/4]}, \end{aligned} \quad (7.4)$$

wobei der letzte Term die Auswirkung des zusätzlichen Luft-

spalts beschreibt.

Bei der Dimensionierung der Rotorgeometrie kann eine Minimierung des Faktors k_{aq} berücksichtigt werden. Hierzu ist ein kleiner Wert von h_p und ein großer Wert von d und δ_q anzustreben, wobei allerdings der Querschnitt der Flußleitstücke so groß gewählt werden muß, daß durch den Erregerfluß keine wesentliche Sättigung auftritt. Daher wurden für den Rotoraufbau schalenförmige Flußleitstücke vorgesehen, mit denen diese Bedingungen am besten erfüllt werden konnten. Anzumerken ist noch, daß eine zu große Absenkung der Pollücken ($\delta_m/\delta_q < 0,5$) nicht mehr die erwünschte Wirkung besitzt, da sich dann die Feldlinien im Luftspalt schließen oder seitlich in den Polenschaft eindringen und die Induktivität nicht mehr gemäß Gl. (7.4) verringert wird. Der Polbedeckungsfaktor sollte so klein wie möglich sein; er wird aber i. a. durch andere Gesichtspunkte festgelegt (vgl. Kap. 3.4 und 3.5).

Für den ausgeführten Motor 3 wurde ein Feldminderungsfaktor von $k_{aq} = 0,40$ berechnet. Die Messung ergab 0,45 und bestätigt dieses Ergebnis. Von der resultierenden Induktivitätsabnahme sind 70 % auf die Absenkung der Pollücke und 30 % auf den zusätzlichen Luftspalt zurückzuführen.

7.2 Dämpferwicklungen

Das dynamische Verhalten und insbesondere die Momentänderungsgeschwindigkeit kann bei Synchronmotoren durch Dämpferwicklungen weiter verbessert werden. Hierbei ist es sinnvoll, in Rotor und Stator Dämpferkreise vorzusehen, da die Nutstreuung einen wesentlichen Teil der synchronen Induktivität verursacht.

Aufgrund der Stromeinprägung mit $I_d = 0$ befindet sich die wirksame Dämpferwicklung des Rotors in der Querachse. Die betreffenden Stäbe sind nun leider in der Polmitte anzuordnen, wo nur wenig Platz zur Verfügung steht. Liegt eine Rotorgeometrie nach Bild 7.1 vor, können sie in den zusätzlichen Luftspalt 6 eingelegt werden. Um eine gute Kopplung mit dem Luft-

spaltfeld zu erhalten, wird der Raum zwischen den beiden Magneten 2 ebenfalls für Dämpferstäbe ausgenutzt. Darüberhinaus werden in den Pollücken 5 weitere Stäbe mit großem Querschnitt vorgesehen. Diese wirken in erster Linie in der Längsachse. Jedoch bildet jeder Stab für sich (also auch ohne Kurzschlußbringe) bereits einen kurzgeschlossenen, in der q-Achse liegenden Stromkreis, den man sich aus den beiden Kanten eines Stabes zusammengesetzt denken kann. Die Berechnung der Dämpferkreise ist auf einfache Weise möglich /46/, wenn die Streufelder des Dämpferkäfigs vernachlässigt werden. Diese Annahme ist gerechtfertigt, da im Gegensatz zu konventionellen Maschinen die Dämpferstäbe direkt am Luftspalt liegen und nicht in halboffenen Nuten fixiert sind. In der Literaturstelle wurde auch nachgewiesen, daß zur Dämpfung des Ankerquerfeldes die Stäbe in der Polmitte und in der Pollücke etwa die gleiche Wirkung besitzen.

Eine Dämpferwicklung im Stator stellt bei permanenterregten Synchronmotoren mit Magneten am Luftspalt eine sinnvolle Ergänzung zum Rotordämpferkäfig dar, weil dann bei dynamischen Vorgängen nicht mehr die gesamte Nutstreuinduktivität wirksam wird. Eine solche Nutdämpferwicklung besteht aus je einer kurzgeschlossenen Spule pro Nut. In Bild 7.2 sind die Dämpferstäbe einer Nut zu erkennen, die an den Wickelköpfen miteinander verbunden werden. Gemeinsame Kurzschlußbringe für die Stäbe aller Nuten dürfen nicht verwendet werden, da sonst das Hauptfeld beeinträchtigt würde. Bei dynamischen Vorgängen treten in den kurzgeschlossenen Nutdämpferwicklungen Ausgleichsströme auf, so daß die Änderungsgeschwindigkeit des Ankerstroms durch die langsamere Feldänderung nicht begrenzt wird.

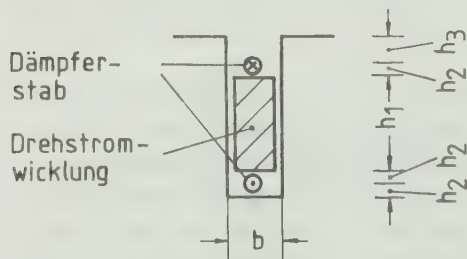


Bild 7.2

Geometrie der Nut
mit Dämpferwicklung

Für die Analyse wird die Geometrie von Bild 7.2 zugrunde gelegt. Die Dämpferströme werden vereinfachend als konzentrierte Ströme eingeführt. Die Größe h_2 berücksichtigt den Platzbedarf der Dämpferstäbe und entspricht etwa ihrem halben Durchmesser. Auf eine genauere Nachbildung der Nutgeometrie unter Einbeziehung der Dicke der Isolation wurde der Übersichtlichkeit halber verzichtet. Ebenso ist bei halboffenen Nuten noch die durch das Feld im Nutschlitzbereich verursachte Induktivität zu ergänzen. Mit der in /46/ beschriebenen Methode kann nun die Ersatzschaltung von Bild 7.3 abgeleitet werden, die das Verhalten der Nutdämpferwicklung nachbildet. Die einzelnen Elemente berechnen sich mit den geometrischen Abmessungen von Bild 7.2 zu

$$\begin{aligned} R_n' &= R_n w^2 / (2 p q) \\ L_{\sigma n1} &= L_{\sigma no} \frac{h_1 + 6 h_2 + 12 h_3}{4 h_1 + 12 h_0} \\ L_{\sigma n2} &= L_{\sigma no} \frac{3 h_1 + 6 h_2}{4 h_1 + 12 h_0}, \end{aligned} \quad (7.5)$$

mit

$$L_{\sigma no} = 2 \mu_0 l \frac{w^2}{p q} \left(\frac{h_1}{3b} + \frac{h_0}{b} \right). \quad (7.6)$$

Der Widerstand einer kurzgeschlossenen Dämpferwicklung ist mit R_n bezeichnet. Der im Ersatzschaltbild 7.3 eingezeichnete, auf die Drehstromwicklung bezogene Dämpferstrom i_n' kann über den Faktor $w/(2pq)$ in den tatsächlich auftretenden Stabstrom i_n umgerechnet werden.

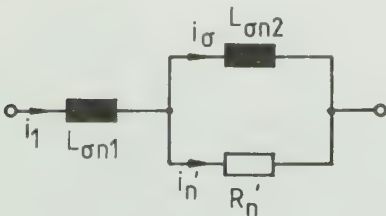


Bild 7.3

Ersatzschaltbild zur Beschreibung der Nutstreuung

Bei der Dimensionierung der Dämpferwicklung sind mehrere Gesichtspunkte zu beachten. Ein großer Stabquerschnitt garantiert eine gute dämpfende Wirkung. Jedoch muß die Nuthöhe vergrößert werden, was zu einer Erhöhung der Streuinduktivität und der Eisenverluste führt. Daneben fallen auch im stationären Betrieb Verluste in den Dämpferwicklungen an. Diese Effekte werden im folgenden genauer untersucht. Als Bezug dient eine Drehstromwicklung ohne Dämpfer mit $h_2 = 0$ und der Nutstreuinduktivität $L_{\sigma no}$. Für den Nutabschlußkeil wird eine konstante Höhe h_0 benötigt, so daß $h_3 = h_0$ gilt. Mit der Einführung von Nutdämpferkreisen übernimmt der obere Dämpferstab die Aufgabe des Abschlußkeils, wobei jedoch die Höhe zwischen der Hauptwicklung und der Nutöffnung mindestens h_0 betragen soll ($h_0 \leq h_2 + h_3$).

Zunächst wurde die Veränderung der gesamten Nutstreuinduktivität $L_{\sigma n, ges} = L_{\sigma n1} + L_{\sigma n2}$ untersucht. Mit der genannten Einschränkung bezüglich ($h_2 + h_3$) kann aus den Gln. (7.5) und (7.6) die bezogene Größe

$$\frac{L_{\sigma n, ges}}{L_{\sigma no}} = \begin{cases} 1 & \text{für } h_2/h_1 \leq 0,5 \, h_0/h_1 \\ 1 + 6 \frac{h_2/h_1}{1 + 3 \, h_0/h_1} & \text{für } h_2/h_1 > 0,5 \, h_0/h_1 \end{cases} \quad (7.7)$$

abgeleitet werden. Für kleine Durchmesser der Dämpferstäbe wird die gesamte Streuung nicht beeinflusst, während im anderen Fall wegen der Vergrößerung der Abmessung ($h_2 + h_3$) eine Erhöhung der Induktivität erfolgt. Aber auch der kompensierbare Anteil $L_{\sigma n2}$, der ein Maß für die Kopplung von Dämpferkreisen und Drehstromwicklung darstellt, steigt gemäß

$$\frac{L_{\sigma n2}}{L_{\sigma no}} = \frac{3}{4} \frac{1 + 2 \, h_2/h_1}{1 + 3 \, h_0/h_1} \quad (7.8)$$

an. Der Idealfall einer vollständigen Kopplung kann bei dieser Ausführung der Dämpferwicklung nicht erreicht werden, da nur der Mittelwert der Induktion kompensiert wird und nicht der ortsabhängige Verlauf. Die realisierbaren Werte von $L_{\sigma n2}/L_{\sigma no}$ liegen bei ca. 50 %. Ein weiteres Kriterium für die Wirksam-

keit einer Dämpferwicklung ist deren Eigenzeitkonstante $T_{\sigma n}$, die sich nach

$$T_{\sigma n} = L_{\sigma n2} / R_n' \quad (7.9)$$

berechnen läßt. Bei hohen Werten von $T_{\sigma n}$ kann bei dynamischen Vorgängen eine lang andauernde Wirkung unterstellt werden. Mit der Normierung

$$T_o = \frac{2 \mu_o l h_1^2}{r_{n,\square}}, \quad (7.10)$$

in der $r_{n,\square}$ den Widerstand für die Flächeneinheit der Dämpferwicklung darstellt, folgt

$$T_{\sigma n}/T_o = (h_2/h_1) (1 + 2h_2/h_1). \quad (7.11)$$

Durch die Existenz der Dämpferwicklung treten zusätzliche Verluste auf. Diese bestehen aus Kupferverlusten im Dämpfer und aus Eisenverlusten, die auf die erhöhte Zahnlänge zurückzuführen sind. Man erhält für beide Anteile beim Nennstrom

$$P_{v,n} = \frac{3 w^2}{2 p q} \frac{r_{n,\square} I_N^2}{2 h_1 b} \frac{h_1/h_2}{1 + [p w_m T_o h_2/h_1 (1 + 2h_2/h_1)]^{-2}} + \frac{P_{v,Fe,z}}{1 + h_o/h_1} \begin{cases} 2 h_2/h_1 \\ 4 h_2/h_1 - h_o/h_1 \end{cases}, \quad (7.12)$$

wobei die Fallunterscheidung wie in Gl. (7.7) vorzunehmen ist. Mit $P_{v,Fe,z}$ werden die Eisenverluste in den Statorzähnen der Maschine ohne Nutdämpferwicklung bezeichnet.

Alle für die Auslegung der Dämpferwicklung wichtigen Größen sind in Bild 7.4 in Abhängigkeit von h_2/h_1 dargestellt. Hierbei wurde $h_1 = 17$ mm und $h_o = 3$ mm vorausgesetzt; die übrigen Daten sind mit denjenigen von Motor 3 identisch. Bezüglich der Zeitkonstante $T_{\sigma n}$ sollte h_2/h_1 möglichst groß gewählt werden. Jedoch steigen dann sowohl die zusätzlichen Verluste als auch die gesamte Nutstreuinduktivität und damit der induktive Spannungs-

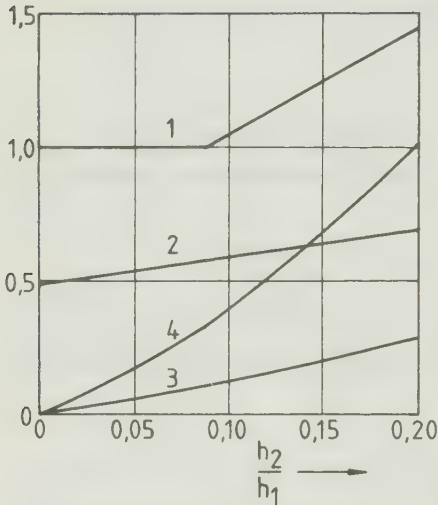


Bild 7.4

Parameter der
Nutzdämpferwicklung

- 1 $L_{\sigma n, ges}/L_{\sigma no} = f(h_2/h_1)$
- 2 $L_{\sigma n2}/L_{\sigma no} = f(h_2/h_1)$
- 3 $T_{\sigma n}/T_o = f(h_2/h_1)$
- 4 $P_{v, n}/(100 \text{ W}) = f(h_2/h_1)$

abfall an. Als sinnvoller Kompromiß kann der für Motor 3 gewählte Wert von $h_2/h_1 = 0,13$ angesehen werden.

Die Effektivität von Rotor- und Statordämpferkreisen erweist sich besonders bei der Dynamik der Stromänderungen. Hierzu wurde die blockierte Maschine stromgeregelt betrieben, ein großer Führungssprung i_{qW} vorgegeben und die Stromanstiegszeit bestimmt. In einer ersten Erprobungsphase des Motors waren zwar alle Dämpferstäbe eingelegt, aber noch nicht verschaltet. Mit dieser Motorausführung konnten Zeiten von 0,40 ms für eine Stromänderung von 0 auf $0,5 i_{qN}$ und von 0,86 ms für eine Stromänderung von 0 auf i_{qN} erzielt werden. Hierbei waren die Dämpferstäbe in der Polllücke bereits wirksam. Nach dem Schließen aller Dämpferkreise ergab der gleiche Versuch Stromanstiegszeiten von 0,30 ms bzw. 0,71 ms. Dem Vergleich der Meßergebnisse ist zu entnehmen, daß bei $i = 0,5 i_{qN}$ durch die Dämpferwicklungen eine merkliche Verbesserung der Dynamik erzielt werden kann. Bei länger andauernden Vorgängen reduziert sich der prozentuale Gewinn.

7.3 Mathematische Beschreibung

Die mathematische Beschreibung des Synchronmotors nach Gl. (4.1) muß um die verschiedenen Dämpferkreise erweitert werden. Hierzu ist es notwendig, neben dem Raumzeiger des Rotorstromes $\vec{i}_2'$, der bereits auf die Ständerseite umgerechnet sei, einen Raumzeiger für den Strom des Nutzstreufeldes $\vec{i}_\sigma$ einzuführen (vgl. Bild 7.3). Die Nuttdämpferkreise werden durch eine zusätzliche Spannungsgleichung berücksichtigt, so daß für eine dreisträngige Maschine das System der komplexen, auf die Ständerseite bezogenen Spannungsgleichungen

$$\begin{aligned}\vec{u}_1 &= R_1 \vec{i}_1 + R_n' (\vec{i}_1 - \vec{i}_\sigma) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_1 + j p \omega_m \vec{\Psi}_1 \\ 0 &= \begin{bmatrix} R_D' & 0 \\ 0 & R_Q' \end{bmatrix} \vec{i}_2' + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_2' \\ 0 &= R_n' (\vec{i}_\sigma - \vec{i}_1) + \frac{d}{dt} \vec{\Psi}_\sigma + j p \omega_m \vec{\Psi}_\sigma\end{aligned}\quad (7.13)$$

lautet. Dabei stellen Real- und Imaginärteil einer Größe die Komponenten in Längs- und Querachse dar, z. B.

$$\vec{i} = i_d + j i_q. \quad (7.14)$$

Die Flußverkettungen ergeben sich zu

$$\begin{aligned}\vec{\Psi}_1 &= \begin{bmatrix} L_{hd} + L_{\sigma 1} & 0 \\ 0 & L_{hq} + L_{\sigma 1} \end{bmatrix} \vec{i}_1 + \begin{bmatrix} m_{1D}' & 0 \\ 0 & m_{1Q}' \end{bmatrix} \vec{i}_2' + \frac{\sqrt{2}}{3 p} K_M \\ \vec{\Psi}_2' &= \begin{bmatrix} m_{D1}' & 0 \\ 0 & m_{Q1}' \end{bmatrix} \vec{i}_1 + \begin{bmatrix} L_D' & 0 \\ 0 & L_Q' \end{bmatrix} \vec{i}_2' + \frac{\sqrt{2}}{3 p} K_M \\ \vec{\Psi}_\sigma &= L_{\sigma n 2} \vec{i}_\sigma,\end{aligned}\quad (7.15)$$

wobei $\vec{\Psi}_\sigma$ die zu $\vec{i}_\sigma$ gehörige Flußverkettung bezeichnet. Obige Gleichungen sind noch durch die Beziehung

$$\theta \frac{d}{dt} \omega_m = \frac{2}{2} p (\vec{\Psi}_1 \times \vec{i}_1) - M_L \quad (7.16)$$

zu ergänzen.

Die in die Gln. (7.13) bis (7.14) eingehenden Motorpara-

meter können entweder aus den Entwurfsdaten berechnet oder aus experimentellen Untersuchungen gewonnen werden. Den in Tab. 7.1 für Motor 3 angegebenen Werten liegen Frequenzgangmessungen zugrunde. Da die Streuung der Dämpferkreise durch Messungen an der Drehstromwicklung nicht zu erfassen ist (Überbestimmung des Gleichungssystems), wurden für die Ermittlung der Parameter Ersatzschaltbilder zugrunde gelegt, in denen keine rotorseitigen Streuinduktivitäten auftreten. Dies hat zur Folge, daß die sich dann ergebenden Induktivitäten der Dämpferwicklungen (z. B. L_D') kleiner sind als die zugehörigen Hauptinduktivitäten (z. B. L_{hd}). Das Betriebsverhalten wird jedoch davon nicht beeinflußt. Die gemessenen Maschinenparameter von Tab. 7.1 stimmen mit den vorausberechneten im Rahmen der zu erwartenden Genauigkeit überein.

Rotor: Längsachse	Rotor: Querachse	Stator:
$R_D' = 0,73 \, \Omega$ $L_D' = 7,6 \, \text{mH}$ $L_{hd} = 8,6 \, \text{mH}$ $m_{1D}' = m_{D1}' = L_D'$	$R_Q' = 2,4 \, \Omega$ $L_Q' = 4,2 \, \text{mH}$ $L_{hq} = 5,1 \, \text{mH}$ $m_{1Q}' = m_{Q1}' = L_Q'$	$R_n' = 1,8 \, \Omega$ $L_{\sigma n2} = 2,4 \, \text{mH}$ $L_{\sigma 1} = 4,4 \, \text{mH}$

Tab. 7.1 Parameter der Dämpferwicklungen (Motor 3)

8 Scheibenläufermotor

Für Anwendungen, die ein kleines Längen/Durchmesser-Verhältnis des Motors erfordern, ist der Scheibenläufermotor (Bild 2.6) mit axialer Flußführung gut geeignet. Er besitzt gegenüber dem konventionellen Kurzmotor (vgl. Kap. 6) verschiedene Vorteile. Durch die typische radiale Leiterführung und die entsprechende Anordnung der Wickelköpfe kann der Scheibenläufermotor mit einer sehr kleinen Gesamtlänge gebaut werden. Eine wesentliche Reduzierung des Trägheitsmomentes kommt dadurch zustande, daß der Rotor nur aus einer Scheibe besteht, deren Dicke im wesentlichen durch die Magnethöhe vorgegeben wird. Die Doppelstatorausführung garantiert eine gute Wärmeableitung und verhindert einseitige Zugkräfte auf die Rotor-scheibe. Weiterhin existiert mit der Verdrehung der beiden Statoren gegeneinander ein zusätzlicher Freiheitsgrad, der zur Optimierung der Pendelmomente herangezogen werden kann.

8.1 Besonderheiten des elektrischen Entwurfs

Der Entwurf von Scheibenläufermotoren kann prinzipiell mit dem in Kap. 3 beschriebenen Verfahren erfolgen, welches lediglich an die besondere Motorgeometrie angepaßt werden muß. Die wichtigsten Änderungen betreffen den Bohrungsdurchmesser D , der durch den Mittelwert von Außen- und Innendurchmesser D_a und D_i des aktiven Teils gemäß

$$D = (D_a + D_i) / 2 \quad (8.1)$$

ersetzt wird, und die Maschinenlänge l , für die sinngemäß

$$l = (D_a - D_i) / 2 \quad (8.2)$$

zu verwenden ist. Die Vorgabe des Schlankheitsgrades s nach Gl. (3.28) kann beibehalten werden, wobei s jetzt das Verhältnis aus Differenz und Summe der Durchmesser D_a und D_i darstellt. Bei der Berechnung der Motorverluste nach Gl. (3.31) ist zu berücksichtigen, daß weitere, drehzahlabhängige Verluste auftreten können, auf die am Ende dieses Unterkapitels

näher eingegangen werden soll.

Die Nuten von Scheibenläufermotoren müssen wegen der Wicklung mit einer konstanten Breite ausgeführt werden. Dies bedeutet, daß die Zahnbreite vom Radius abhängt. Die in der Entwurfsrechnung auftretende Zahnbreite b_z wird daher als Mittelwert verstanden. Nach der Festlegung von b_z ist zu prüfen, ob am Innenradius D_1 noch ausreichend Raum für die Zähne zur Verfügung steht.

Die Wicklungen der beiden Statoren sollten in Reihe geschaltet werden, da bei der Parallelschaltung und einer Verdrehung der Statoren Kreisströme (zusätzliche Verluste) auftreten. Für die Entwurfsprozedur ist wegen des Doppelstator-konzepts ein vergrößerter Wert von $\delta_{\min}$ vorzusehen, der dem beidseitigen Luftspalt Rechnung trägt. Die durch die Motor-dimensionierung festgelegten Größen von Windungszahl, Nut- und Jochhöhe können gleichmäßig auf die beiden Einzelstatoren aufgeteilt werden. Die Berechnung des Grundwellenminderungsfaktors k_g erfolgt jetzt anhand einer linearen Anordnung. Wegen der gewählten Bauform ist das Erregerfeld symmetrisch zu einer Ebene, die senkrecht zur Maschinenachse verläuft und die Rotorscheibe in zwei gleiche Abschnitte teilt. Aufgrund dieser Symmetrie kann die Grundwelle der Induktion über Gl. (A3.2) berechnet werden, wobei für δ der einseitige Luftspalt und für h_M nur die Hälfte der tatsächlichen Magnethöhe einzusetzen ist. Die Ermittlung von k_g wird i. a. noch dadurch erschwert, daß der Polbedeckungsfaktor α vom Radius abhängt, falls die seitlichen Magnetkanten nicht radial verlaufen. Dann ist entweder eine Integration über den Radius erforderlich oder es wird eine mittlere Polbedeckung vorausgesetzt.

Die Wahl der Nutform hat starke Auswirkungen auf die Verluste des Scheibenläufermotors. Besonders kritisch sind die Wirbelstromverluste im Magnetmaterial, deren Berechnung (Kap. 4.2.2) in Hinblick auf die Doppelstatorausführung (Bild 8.1) modifiziert werden muß. Insbesondere ist der Induktionsansatz von Gl. (4.10) durch

$$B_y(x, y, t) = k_c B_M - B_0 \left[e^{-\frac{(h_M/2-y)/y_0}{\tau_n}} \cos((x-vt)2\pi/\tau_n + \gamma Q) + e^{-\frac{(h_M/2+y)/y_0}{\tau_n}} \cos((x-vt)2\pi/\tau_n - \gamma Q) \right] \quad (8.3)$$

zu ersetzen, wobei γ den elektrischen Verdrehwinkel der beiden Statoren bezeichnet. Die Auswertung zeigt, daß die Verlustberechnung nach Gl. (4.12) beibehalten werden kann, wenn nur f_W durch

$$f_W = (1 - e^{-2h_M/y_0}) y_0/h_M + 2 e^{-h_M/y_0} \cos(2\gamma Q) \quad (8.4)$$

und D^3_1 durch

$$D^3_1 = \int_{D_i}^a D^3 d\frac{D}{2} = \frac{1}{8} (D_a^4 - D_i^4) \quad (8.5)$$

substituiert wird. Über die Verdrehung der Statoren können bei einer großen Eindringtiefe y_0 die Wirbelstromverluste beachtlich gesenkt werden, da die beiden Wirbelstromanteile, die von der Nutung der einzelnen Blechpakete verursacht werden, unterschiedliche Phasenlage besitzen und sich somit teilweise aufheben. Liegt jedoch eine kleine Eindringtiefe vor, existieren nur in den beiden obersten Schichten Wirbelströme, die sich gegenseitig nicht beeinflussen.

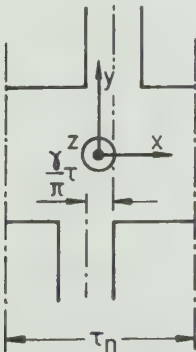


Bild 8.1 Nutgeometrie

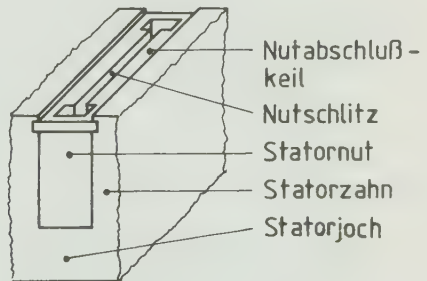


Bild 8.2 Nutabschlußkeil

Nutslitzbreite	b_s/mm	1,2	2,0	3,5	7,0
Induktion	B_0/T	0,02	0,04	0,07	0,11
Eindringtiefe	y_0/mm	1,8	1,8	2,4	4,0
Wirbelstromverluste	$P_{v,W}/\text{W}$	5	17	73	261

Tab. 8.1 Wirbelstromverluste für verschiedene Nutslitzbreiten
Berechnung für $n = 3000 \text{ U/min}$

Die Höhe der Wirbelstromverluste wurde mit den Daten von Motor 4 für verschiedene Nutslitzbreiten b_s berechnet. Die Nuten des Motors sind zur Reduzierung der Rastmomente um eine Nutteilung geschrägt. Dies kann als bereichsweise Verdrehung der Statoren aufgefaßt werden und führt dazu, daß nach einer Mittelwertbildung der letzte Term von Gl. (8.4) entfällt. Induktion B_0 , Eindringtiefe y_0 und Wirbelstromverluste $P_{v,W}$ sind in Tab. 8.1 für mehrere Werte von b_s zusammengestellt. Den Zahlenangaben der Verlustleistung ist zu entnehmen, daß keinesfalls offene Nuten ($b_s = 7,0 \text{ mm}$) verwendet werden dürfen und daß die Nutslitzbreite unter 2 mm bleiben sollte.

Die Statorblechpakete müssen zur Reduzierung der Wirbelstromverluste im Eisen eine Lamellierung aufweisen. Derartige Pakete für Axialflußmotoren werden aus Endlosblech hergestellt, wobei das Stanzen der Nuten und das Wickeln des Pakets gleichzeitig vorgenommen wird. Aus fertigungstechnischen Gründen konnten jedoch nur offene Nuten realisiert werden. Durch die Verwendung von weichmagnetischen Nutabschlußkeilen, deren Geometrie in Bild 8.2 prinzipiell dargestellt ist, wurden die Eigenschaften einer halboffenen Nut mit $b_s = 1,2 \text{ mm}$ erzielt. Die schmalen Stege am oberen und unteren Rand gehen bereits bei kleinen Ankerströmen in die Sättigung und besitzen kaum Einfluß auf den Nutstreuleitwert. Da der Nutabschlußkeil aus einem elektrisch leitfähigen, weichmagnetischen Werkstoff gefertigt ist, stellt er eine kurzgeschlossene Windung dar, die vom Erregerfeld durchsetzt wird. Somit treten zusätzliche, drehzahlabhängige Verluste auf, die mit Hilfe der Geometrie

der Nutabschlußkeile und dem Verlauf der Luftspaltinduktion bei dieser Maschine zu 86 W ($n = 3000$ U/min) berechnet wurden. Diese Verlustart kann stark reduziert werden, wenn für die Nutabschlußkeile weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe /47/ eingesetzt werden.

Zur meßtechnischen Absicherung der obigen Berechnungen wurden die Verluste bei 3000 U/min über einen Auslaufversuch zu 245 W bestimmt. Dem steht der Rechenwert von 250 W gegenüber, wobei 150 W auf die Eisenverluste in den Blechpaketen, 5 W auf Wirbelstromverluste im Magnetmaterial, 86 W auf Verluste in den Nutabschlußkeilen und 9 W auf sonstige Verluste (Reibung, Ventilation) entfallen.

Die Dimensionierung des Scheibenläufermotors 4 erfolgte unter Zugrundelegung der Anforderungen aus Tab. 3.1. Von den Entwurfsdaten, die im Anhang A1.4 zusammengestellt sind, soll die Wahl der Polpaarzahl $p = 3$ nochmals ausführlich diskutiert werden. Eine höhere Polpaarzahl ist bei dieser Maschine nicht sinnvoll, da wegen der größeren Grundschwingungsfrequenz die Eisenverluste stark ansteigen würden. Ferner beeinflusst die Polpaarzahl die Magnetmasse kaum mehr, weil die Dicke der Rotorscheibe aus mechanischen Gründen einen bestimmten Grenzwert nicht unterschreiten darf und außerdem der Mindestluftspalt eingehalten werden muß. Weiterhin würde eine höhere Polpaarzahl eine Reduzierung der Induktivität bedeuten, was aber wegen der begrenzten Umrichterschaltfrequenz zu zusätzlichen Kupferverlusten durch Oberschwingungsströme führt. Eine Erniedrigung der Polpaarzahl unter $p = 3$ erschwert die Anordnung der Wickelköpfe und wird außerdem mit höheren Werten von Magnetmasse und Induktivität erkauft. Die gewählte Polpaarzahl stellt also das Optimum dar.

8.2 Mechanische Entwurfsrechnung

Die Besonderheiten der mechanischen Entwurfsrechnung des Scheibenläufermotors beziehen sich ausschließlich auf die Rotorkonstruktion. Die Hauptaufgabe der Rotorscheibe besteht darin, die Permanentmagnete zu fixieren und die durch Fliehkräfte

verursachten Zugkräfte aufzunehmen. Als Trägermaterial für die Scheibe kommen Aluminium oder faserverstärkte Kunststoffe in Frage. Andere Werkstoffe scheiden wegen des hohen spezifischen Gewichts und des damit verbundenen großen Trägheitsmomentes aus. Bei Aluminium ist wegen der elektrischen Leitfähigkeit mit zusätzlichen Verlusten zu rechnen. Eine Dämpfung des Ankerquerfeldes wird dagegen kaum erfolgen, da sich die Permanentmagnete in der Polmitte befinden (vgl. Kap. 7.2) und kompliziertere Konstruktionen aus Festigkeitsgründen nicht möglich sind. Der Vorteil von Aluminium liegt in der einfacheren Bearbeitbarkeit dieses Werkstoffs.

Faserverstärkte Kunststoffe besitzen eine sehr geringe elektrische Leitfähigkeit und weisen die erforderlichen Festigkeitskennwerte auf. Als Matrixwerkstoff ist ein wärmebeständiges Epoxidharz am besten geeignet, da es sich gegenüber den anderen Harzen durch eine sehr kleine Volumenschwindung von 1 - 2 % auszeichnet. Das verwendete Laminierharz /48/ besteht aus zwei flüssigen Komponenten: Harz und Härter. Nach dem Vermischen können die faserverstärkten Bauteile im Handverfahren /36,49/ hergestellt werden. Ihre Endfestigkeit erhalten sie erst nach einer Aushärtung (z. B. 14 h bei 120 °C). Als Verstärkungsfasern kommen die in Tab. 3.2 aufgeführten Werkstoffe in Frage. Ausgewählt wurde ein Kohlefasergewebe, da sich mit diesem aufgrund des großen Elastizitätsmoduls nur geringe Verformungen bei Krafteinwirkung ergeben. In Hinblick auf die erforderliche Zugfestigkeit könnten auch andere Faserarten verwendet werden.

Die höchste Belastung der Rotorscheibe wird durch die Fliehkraftbeanspruchung bei der maximalen Drehzahl verursacht (Kap. 3.8). Bei einer Geometrie nach Bild 8.3 sind die kritischen Bereiche die Stege zwischen den Magneten. Für die Berechnung der maximalen Zugbeanspruchung wird angenommen, daß die auf die Permanentmagnete einwirkenden Fliehkräfte ausschließlich über die Klebeverbindung auf die Seitenflächen der Stege übertragen werden. Dann tritt bei den bereits festgelegten Abmessungen für die Schleuderdrehzahl 7200 U/min ($1,2 n_{\max}$)

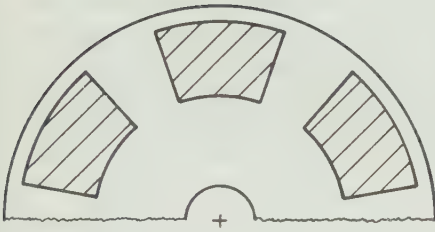


Bild 8.3

Geometrie der Rotorscheibe

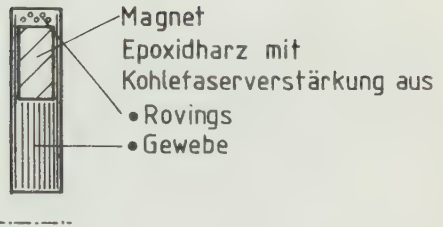


Bild 8.4

Querschnitt der Rotorscheibe

eine Zugspannung von 31 N/mm^2 auf. Dieser Wert wird in der Praxis nicht erreicht, da über die tangential verlaufenden Grenzflächen ein Teil der Fliehkräfte aufgenommen wird. Für die Festigkeitsberechnung des Verbundwerkstoffes soll der Wert von 31 N/mm^2 dennoch verwendet werden, zumal Kerbeffekte unberücksichtigt bleiben /50/.

Als Ausgangswerkstoff für die Rotorscheibe ist zunächst ein glasfaserverstärkter Kunststoff in Plattenform (vgl. /51/, Qualität EPF 4) vorgesehen worden. Der Vorteil dieses Werkstoffes liegt darin, daß durch ein heißhärtendes Epoxidharzsystem eine der Isolierstoffklasse F entsprechende Grenztemperatur erzielt werden kann. Durch die Gewebeverstärkung entstehen aber zwei um 90° versetzte Vorzugsrichtungen, auf welche sich die angegebene Zugfestigkeit von 280 N/mm^2 bezieht. Da aber gemäß Bild 8.3 die Vorzugsrichtung nicht in allen Stegen mit der Richtung der auftretenden Zugspannung zusammenfallen kann, wurde die Zugfestigkeit experimentell untersucht. An Probestücken wurde in Vorzugsrichtung eine Festigkeit von 260 N/mm^2 und unter einem Winkel von 45° zur Vorzugsrichtung eine solche von 14 N/mm^2 gemessen. Eine Analyse der Bruchstelle ergab für den zweiten Fall, daß nicht die Faserverstärkung gerissen war, sondern sich der Harz-Faser-Verbund gelöst hatte und die Zugfestigkeit somit durch den entsprechenden Kennwert des Kunststoffes bestimmt wird.

Um einen derartigen Effekt zu verhindern, wurden bei der im Handverfahren hergestellten Rotorscheibe insgesamt neun Lagen aus Kohlefaser-Gewebe verwendet, die um jeweils 30° gedreht wurden, so daß in jedem Steg ein Teil der Fasern in Richtung der Zugspannung verläuft. Die Zugfestigkeit berechnet sich dann bei einem Fasergehalt von $\varphi_F = 0,39$ Volumenanteilen zu

$$\sigma_z = \frac{1}{2} \frac{1}{3} \varphi_F \sigma_F = 144 \text{ N/mm}^2, \quad (8.6)$$

wobei σ_F die Zugfestigkeit der Kohlefaser-Rovings /52/ bezeichnet, aus denen das Gewebe hergestellt wurde. Die Zahlenfaktoren $1/2$ und $1/3$ in Gl. (8.6) berücksichtigen, daß jedes Gewebe zwei Vorzugsrichtungen besitzt und daß nur jede dritte Gewebelage die gleiche Orientierung aufweist. Messungen an Probestücken (Querschnitt: $10 \times 6 \text{ mm}^2$) ergaben eine Zugfestigkeit von 184 N/mm^2 . Dies deutet darauf hin, daß auch Fasern, die nicht direkt in Richtung der Beanspruchung verlaufen, mit zur Festigkeit beitragen. Weiterhin konnte experimentell eine Wärmefestigkeit nach Martens von 120°C bestimmt werden, was für diesen Anwendungsfall ausreichend ist.

Den Aufbau der Rotorscheibe zeigt Bild 8.4. Die Permanentmagnete wurden in den Fertigungsprozeß des Verbundwerkstoffes mit einbezogen. Dabei überdeckt die oberste und unterste Lage des Kohlefaser-Gewebes die Polflächen der Magneten. Zur Verstärkung der Bereiche am Außenrand der Scheibe wurde eine Bänderlage aus Kohlefaser-Rovings während der Herstellung aufgebracht. Das Konzept der integrierten Permanentmagnete nach Bild 8.4 hat den Vorteil, daß die Magnete durch die vollständige Ummantelung geschützt sind und daß die Stabilität der Rotorscheibe durch die außenliegenden, durchgehenden Gewebelagen erhöht wird. Weiterhin kann bei der Herstellung der Scheibe auf einfache Weise sichergestellt werden, daß Magnet- und Scheibenoberfläche parallel verlaufen. Den Vorzügen der integrierten Bauweise steht allerdings der Nachteil gegenüber, daß sich der magnetisch wirksame Luftspalt um die zweifache Dicke einer harzgetränkten Gewebeschicht vergrößert ($2 \times 0,5 \text{ mm}$). Dies spielt jedoch angesichts der kleinen Magnetmasse von $0,45 \text{ kg}$ keine entscheidende Rolle.

8.3 Betriebsverhalten

Das Betriebsverhalten des Scheibenläufermotors unterscheidet sich prinzipiell nicht von dem der konventionellen Radialflußmotoren. Besonderheiten ergeben sich nur aus der begrenzten Wärmebeständigkeit der Rotorscheibe und der Möglichkeit, die Statorpakete gegeneinander zu verdrehen.

Für die Erwärmungsrechnung kann das thermische Modell von Kap. 5.1 verwendet werden. Die Zahlenrechnung zeigt jedoch, daß die für die Wicklung zulässige Grenztemperatur von 155°C bereits zu Rotortemperaturen führt, die über der Wärmefestigkeit des verwendeten Epoxidharzes liegen (120°C). Als maximale Temperatur der Rotorscheibe dieses Motors wird $\vartheta_R = 115^{\circ}\text{C}$ vorgegeben. Die mit diesem Grenzwert für den Dauerbetrieb berechnete Drehmoment-Drehzahlkurve ist in Bild 8.5 dargestellt. Dort ist ebenfalls die Kurve für eine Gehäuseübertemperatur von $\Delta\vartheta_G = 55\text{ K}$ eingezeichnet, deren Berechnung wie bisher erfolgt. Die Kurven von Bild 8.5 weisen den für hochtourige Motoren typischen Verlauf auf. Durch den starken Anstieg der frequenzabhängigen Verluste bei großen Drehzahlen muß das Drehmoment entsprechend reduziert werden. So beträgt beispielsweise für $\vartheta_G = 55\text{ K}$ das Drehmoment bei 3000 U/min nur noch die Hälfte des Stillstandsmomentes.

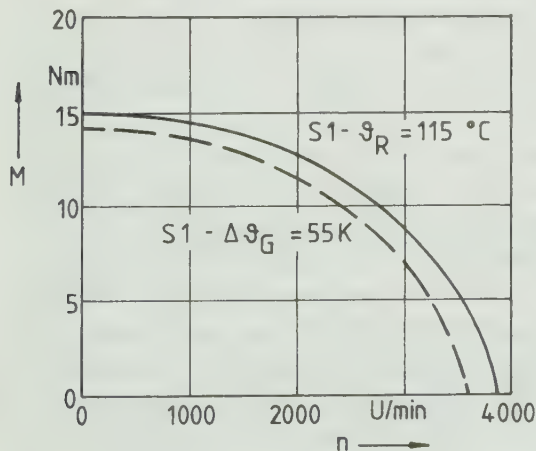


Bild 8.5

Drehmoment-Drehzahl-
diagramm (Motor 4)
für $\vartheta_U = 40^{\circ}\text{C}$

— thermische Begren-
zung $\vartheta_R = 115^{\circ}\text{C}$
- - - thermische Begren-
zung $\Delta\vartheta_G = 55\text{ K}$

S1 Dauerbetrieb

Das Verdrehen der beiden Statorpakete wird zu einer Optimierung der winkelabhängigen Drehmomentschwankungen herangezogen. Die magnetische Auswirkung der Verdrehung ist ähnlich wie bei einer Wicklungssehnung und kann durch einen zusätzlichen Wicklungsfaktor

$$\xi_{D,v} = \cos(v \gamma / 2) \quad (8.7)$$

beschrieben werden. Da der gesamte Wicklungsfaktor nun vom elektrischen Verdrehwinkel γ abhängt, können die durch Oberwellen der Luftspaltfelder verursachten Pendelmomente gemäß Gl. (3.26) beeinflusst werden. Die Berechnung des Welligkeitsanteils $\hat{M}/\bar{M} = \hat{M}_{6p_{wm}}/\bar{M} = f(\gamma)$ erfolgte allerdings über eine Leistungsbilanz /30/, da eine ausreichend genaue Bestimmung der Induktionen $\hat{B}_v$ einen größeren mathematischen Aufwand erfordern würde. Mit der Analyse der induzierten Spannungen einer Ständerhälfte und Gl. (8.7) erhält man die dick ausgezogenen Kurven von Bild 8.6. Über die EMK-Messung der verschalteten Drehstromwicklung wurde bei sieben verschiedenen Verdrehwinkeln γ die durch Kreuze gekennzeichnete Drehmomentwelligkeit bestimmt. Bild 8.6 zeigt, daß das Oberwellendrehmoment der Kreisfrequenz $6p_{wm}$ für einen Winkel von $\gamma \approx 30^\circ$ vollständig eliminiert werden kann, während ohne Verdrehung sich ein Maximum einstellt.

Die bei stromloser Maschine auftretenden Rastmomente können ebenfalls über den Winkel γ beeinflusst werden. In Bild 8.6 sind Drehmomentwelligkeiten $\hat{M}/\bar{M} = \hat{M}/M_0 = f(\gamma)$ (Bezugswert ist das Stillstandsmoment $M_0 = 15 \text{ Nm}$) eingetragen, die bei fünf verschiedenen Winkeln γ an dem stillstehenden Motor gemessen wurden. Die einzelnen Meßpunkte sind durch dünne Linien verbunden. Weitere meßtechnische Untersuchungen zeigten, daß die Rastmomente bei keinem Winkel γ vollständig unterdrückt werden, obwohl die Statorpakete eine Schrägung der Nuten aufweisen. Ursache hierfür ist, daß die radiusabhängigen Zahnbreiten die gewünschte Auswirkung der Schrägung stark beeinträchtigen. Weiterhin beeinflusst die Geometrie der Magnete (Verlauf der Kanten) die Entstehung der Rastmomente, so daß durchaus noch Freiheitsgrade zur konstruktiven Optimierung offenstehen.

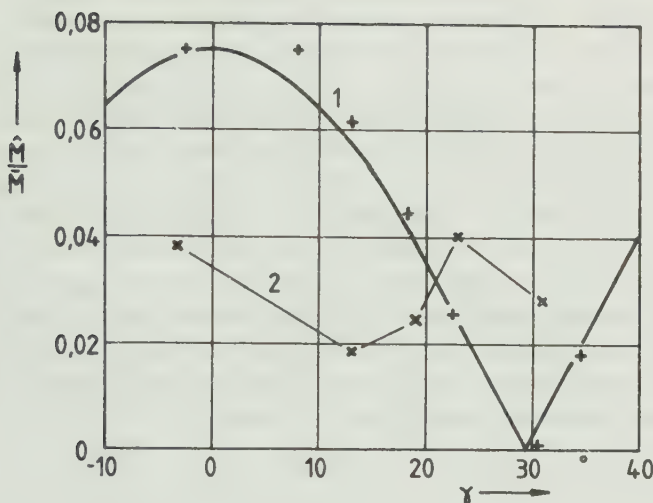


Bild 8.6 Drehmomentwelligkeit

1 Oberwellenmomente

— Rechnung

+ Messung

2 Rastmomente

x Messung

Bild 8.6 kann entnommen werden, daß für diesen Motor eine gleichzeitige Minimierung der Rastmomente und der Oberwellendrehmomente durch eine Verdrehung der Statoren nicht möglich ist. Als Kompromiß wurde daher ein Winkel von $\gamma = 19^\circ$ gewählt, was einer mechanischen Verdrehung von $6,3^\circ$ entspricht. Da für den Wicklungsfaktor $\xi_{D,1} = 0,986$ gilt, wird die thermische Ausnutzung der Maschine durch diese Maßnahme kaum verschlechtert. Die Pendelmomente konnten jedoch im Vergleich zu $\gamma = 0$ merklich gesenkt werden.

Der Synchron-Scheibenläufermotor besitzt gegenüber einem Gleichstrom-Scheibenläufermotor eine etwas größere Gehäuselänge und einen etwas kleineren Außendurchmesser. Beim Trägheitsmoment sind vergleichbare Werte anzutreffen. Wesentliche Vor-

teile hat jedoch die Synchronvariante beim Betrieb im Stillstand. Gemäß Bild 8.5 ist ein hohes Stillstandsmoment möglich, welches im Rahmen der Kurzzeitüberlastbarkeit noch beträchtlich gesteigert werden kann. Dagegen muß bei Gleichstrommotoren das für Schleichdrehzahlen zulässige Drehmoment im Stillstand deutlich reduziert werden. Ursache hierfür ist eine lokale Erwärmung des Kommutators, da wegen der fehlenden Rotation die Stromübertragung auf den Rotor stets über die gleichen Kollektorlamellen erfolgt. Zudem besitzt der Kommutator von Scheibenläufermotoren keine so große Wärmekapazität wie jener von konventionellen Gleichstrommotoren. Diese gravierende Beschränkung für den Betrieb im Stillstand zeigt recht deutlich, daß mit dem bürstenlosen Scheibenläufermotor ein wesentlich robusterer Maschinentyp geschaffen worden ist.

9 Motor mit magnetischer Feldschwächung

9.1 Prinzipielle Wirkungsweise

Der Erweiterung des Drehzahlstellbereichs von permanenterregten Motoren steht die Proportionalität zwischen induzierter Spannung und Drehzahl im Wege (siehe Gl. (3.1)). Bei Synchronmotoren existiert die Möglichkeit, durch eine Stromkomponente in der Längsachse das Polradfeld teilweise zu kompensieren und somit den Drehmoment-Drehzahlbereich zu vergrößern /6/. Dieses Verfahren wird elektrische Feldschwächung genannt. Die induzierte Spannung permanenterregter Maschinen kann aber auch über eine Reduzierung der Polradinduktion abgesenkt werden. Dann sind entweder die geometrischen Abmessungen des magnetischen Kreises oder die Kennwerte des Magnetmaterials zu verändern. Die erste Möglichkeit (z. B. über eine fliehkraftabhängige Beeinflussung der magnetischen Streuung im Rotor) scheidet i. a. wegen der Probleme bei der Realisierung aus. Die Kennwerte von hartmagnetischen Werkstoffen können dagegen durch Ummagnetisierungsvorgänge sehr einfach und schnell variiert werden. Auf diese Methode, die als magnetische Feldschwächung bezeichnet wird, soll im folgenden näher eingegangen werden.

Im Grundstellbereich (0 bis 1000 U/min) wird der Motor mit dem vollen Erregerfeld betrieben, d. h. die Permanentmagnete sind vollständig aufmagnetisiert ($B_p \approx B_r$). Die hohe Polradinduktion ist verantwortlich für die großen Werte von Spannungs- und Drehmomentkonstante. Zur magnetischen Feldschwächung wird nun im Permanentmagneten ein entmagnetisierendes Feld in solcher Höhe aufgebaut, daß sich nach dem Abklingen dieses Feldes die Permanenzinduktion B_p deutlich verringert hat (vgl. Prinzip von Bild 2.1). Diese irreversible Teilentmagnetisierung führt zu einer kleineren Spannungs- und Drehmomentkonstanten. Der Aufbau des entmagnetisierenden Feldes erfolgt mit einem Statorstrom in der Längsachse, so daß der gerätetechnische Mehraufwand für die Feldschwächung lediglich in einer Ablaufsteuerung besteht. Zum Aufmagnetisieren der Maschine ist ein magnetisierender Strom in der Längsachse erforderlich. Wenn beim Betrieb im Grundstellbereich das volle Er-

regerfeld erhalten bleiben soll, ist durch die Regelung sicherzustellen, daß auch bei dynamischen Vorgängen keine entmagnetisierenden Ströme i_d auftreten können.

Die Auswahl des hartmagnetischen Werkstoffs erfolgt bei Motoren mit magnetischer Feldschwächung nach anderen Gesichtspunkten als bei den bisher besprochenen Typen. Um eine Ummagnetisierung des Magneten innerhalb des magnetischen Kreises der rotierenden Maschine (großer Luftspalt) zu ermöglichen, sollte die Koerzitivfeldstärke nicht zu groß sein. Für eine gute Maschinenausnutzung ist eine hohe Remanenzinduktion von Vorteil. Unter diesen Randbedingungen sind Magnete aus der Gruppe der AlNiCo- oder FeCrCo-Werkstoffe (Bild 2.2) am besten geeignet.

Die Polbedeckung α_1 der umzumagnetisierenden Magnete darf nicht zu groß sein, da sonst Probleme auftreten, die mit dem sinusförmigen Verlauf des Ankerfeldes zusammenhängen. Der drehmomentbildende Strom in der Querachse verursacht nämlich an den Magnetkanten ein Feld, das proportional zu $\sin(\alpha_1\pi/2)$ ist. Hierdurch kann bei großem α_1 und hohen Strömen eine unerwünschte, irreversible Abmagnetisierung dieser Bereiche auftreten. Weiterhin werden diese Zonen beim Aufmagnetisierungsvorgang nicht mit dem vollen Feld beaufschlagt, da dieses nur in der Polmitte auftritt. Eine Schrägung verstärkt die beschriebenen Effekte nochmals. Günstige Werte für die Polbedeckung liegen bei $\alpha_1 \approx 1/4$. Mit solch kleinen Polbedeckungsfaktoren eröffnet sich die Möglichkeit, in der Pollücke weitere Permanentmagnete anzuordnen, deren Kennwerte durch das Ankerfeld nicht beeinflussbar sind (Bild 9.1). Mit dieser Maßnahme kann die Grundwelle der Luftspaltinduktion angehoben werden, ohne daß das Prinzip der magnetischen Feldschwächung beeinträchtigt würde. Als Werkstoff für die Randmagnete eignen sich Ferrite am besten. Sie besitzen bereits die notwendige Koerzitivfeldstärke. Zudem kann bei der aufmagnetisierten Maschine ein Induktionsverlauf im Luftspalt erzielt werden, welcher der Sinusform bereits recht nahe kommt (geringe Drehmomentschwankungen und Eisenverluste). Ferner stellen die Ferrite auch die wirtschaftlichste Lösung dar. Die Magnet-

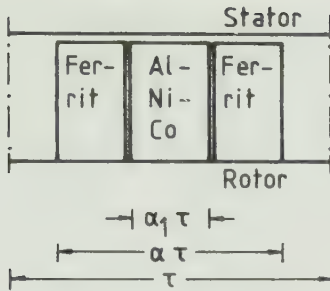


Bild 9.1

Rotoraufbau

höhen der beiden verschiedenen Werkstoffe sollten gleich groß gewählt werden, da sonst ein partieller magnetischer Kurzschluß auftritt.

Zur Veranschaulichung der magnetischen Feldschwächung wurde die Spannung einer konzentrierten Meßwicklung bei unterschiedlichen Magnetisierungszuständen und einer konstanten Drehzahl von 500 U/min aufgezeichnet und in Bild 9.2 dargestellt. Der zeitliche Verlauf dieser Spannung würde exakt dem räumlichen Verlauf der Polradinduktion entsprechen, wenn keine Schrägung vorhanden wäre. Die Schrägung bewirkt eine geringfügige Mittelung; sie beeinträchtigt aber keineswegs die Aussagekraft der Kurven von Bild 9.2. Die vier Darstellungen zeigen Spannungen, die bei jeweils der gleichen Rotorposition aufgenommen wurden. Sie unterscheiden sich nur durch den entmagnetisierenden Strom, mit dem der jeweilige Magnetisierungszustand erzielt wurde. Im oberen Bild ist die Meßspannung bei maximaler Erregung der Maschine abgebildet. Man erkennt an den Einsattlungen, daß die Induktion des AlNiCo-Magneten etwa doppelt so groß sein muß wie die der zusätzlichen Ferritmagnete. Bereits nach einer Entmagnetisierung mit $i_d = -30$ A weisen die beiden Werkstoffe die gleiche Induktion auf. Die dritte Kurve zeigt den Magnetisierungszustand, der später betriebsmäßig ausgenutzt wird ($i_d = -40$ A). Der AlNiCo-Magnet ist beinahe vollständig entmagnetisiert. Dem letzten Bild ist zu entnehmen, daß durch den Strom von $i_d = -50$ A eine Umorientierung des mittleren Magneten erfolgte. Weiterhin zeigt die Fourieranalyse der Meßspannung, daß auch die Grundwelle

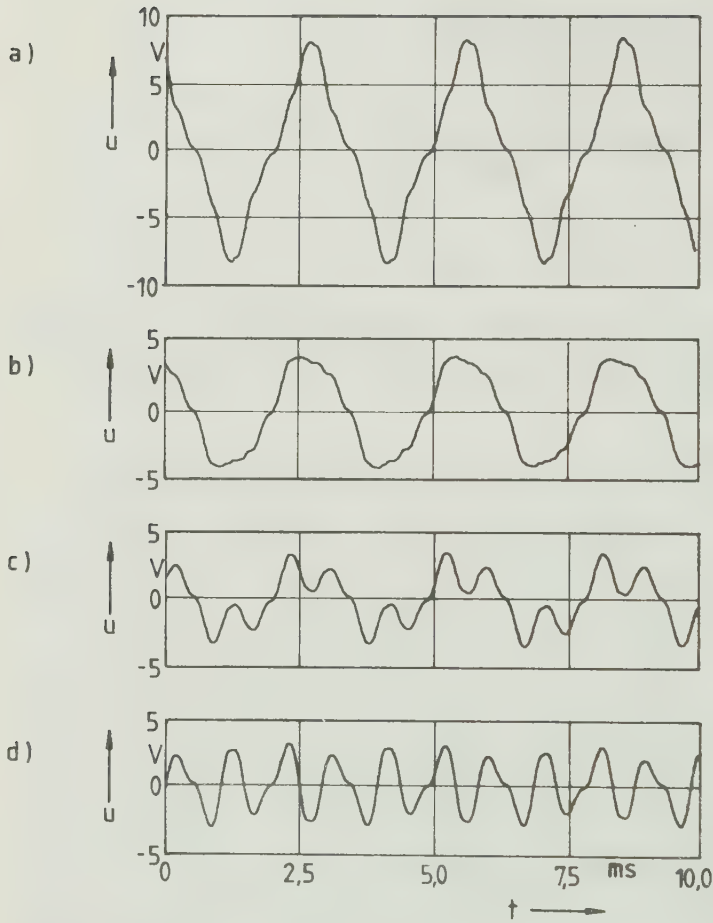


Bild 9.2

Zeitverläufe der induzierten Spannung einer Meßwicklung für verschiedene Magnetisierungszustände ($n = 500 \text{ U/min}$)

- | | | |
|----|---|-----------------------------------|
| a) | Entmagnetisierung mit $i_d = 0 \text{ A}$, | Grundwelle $U_1 = 5,04 \text{ V}$ |
| b) | " $i_d = -30 \text{ A}$, | " $U_1 = 3,03 \text{ V}$ |
| c) | " $i_d = -40 \text{ A}$, | " $U_1 = 1,57 \text{ V}$ |
| d) | " $i_d = -50 \text{ A}$, | " $U_1 = 0,23 \text{ V}$ |
- und Phasendrehung 180°

eine Phasendrehung von 180° aufweist. Ein solcher Entmagnetisierungszustand würde natürlich zur Instabilität der Regelung führen und ist daher unbedingt zu vermeiden. Die unterschiedlichen Induktionen der Ferritmagnete, die besonders in den letzten Darstellungen zu erkennen sind, werden auf die ungleichmäßige Aufmagnetisierung zurückgeführt. Die Magnetisierung wurde an der fertig montierten Maschine bei blockierter Welle vorgenommen und bei verschiedenen Rotorstellungen wiederholt, um alle Ferritmagnete zu erfassen.

9.2 Berechnung der magnetischen Feldschwächung

Die Vorausberechnung der Ströme, die für die Ummagnetisierung benötigt werden, kann nur anhand der magnetischen Kennlinie des betreffenden Werkstoffs erfolgen. Diese wurde für die eingesetzten Magnete experimentell bestimmt und in Bild 9.3 für zwei Quadranten dargestellt. Ferner ist die Arbeitsgerade eingezeichnet, die sich bei den Abmessungen von Motor 5 ergibt. Durch entmagnetisierende Ströme in der Längsachse treten irreversible Abmagnetisierungen auf, so daß der Magnetwerkstoff dann durch die permanente Kennlinie nach Gl. (2.1) beschrieben wird (z. B. gestrichelte Kurve 1 in Bild 9.3). Aus dem neuen Arbeitspunkt des Magneten, der sich bei stromloser Maschine einstellt, kann die Grundwelle der Luftspaltinduktion $\hat{B}_{\delta 1}$ und damit die neue Spannungs- und Drehmomentkonstante nach

$$K_E = \frac{2\pi}{m} K_M = \sqrt{2}\pi D l \xi_1 w \hat{B}_{\delta 1} \quad (9.1)$$

berechnet werden. Mit dieser Vorgehensweise wurde die Abhängigkeit der Spannungskonstanten vom entmagnetisierenden Strom i_d ermittelt und in Bild 9.4 durch die durchgezogene Linie 1 gekennzeichnet. Bei der Aufmagnetisierung wird zunächst die permanente Kennlinie bis zur Koerzitivfeldstärke $H = +B_H C$ durchfahren werden. Der maximale Strom i_d bestimmt dann, welche Induktion auf dem steilen Ast der Magnetisierungskurve im ersten Quadranten (Bild 9.3) erreicht wird. Über die sich bei der Rücknahme des Stromes i_d einstellende neue permanente Kennlinie (z. B. Kurve 2 von Bild 9.3) werden die Motorkonstanten

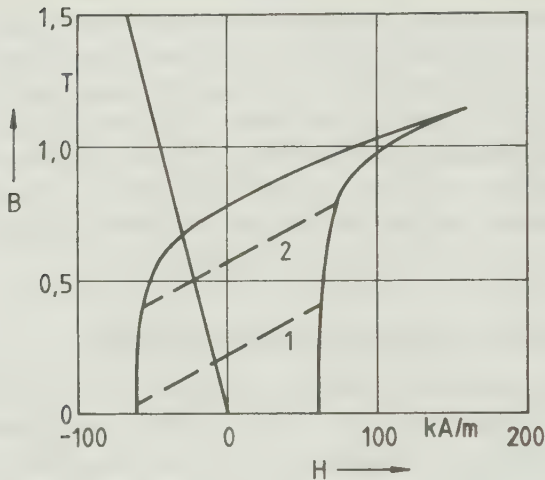


Bild 9.3

Magnetische Kennlinie und Arbeitsgerade für AlNiCo-Magnet

- 1 Permanente Kennlinie nach Abmagnetisierung mit $i_d = -30$ A
- 2 Permanente Kennlinie nach Aufmagnetisierung mit $i_d = 56$ A

bestimmt. Die Linie 2 von Bild 9.4 zeigt, welche Spannungskonstante mit einem bestimmten Strom i_d erwartet werden kann.

Der bisher theoretisch abgeleitete Zusammenhang zwischen der Spannungskonstanten und dem magnetisierenden Strom wurde meßtechnisch überprüft. Die Änderung des Magnetisierungszustandes des Motors erfolgte durch die Einprägung des entsprechenden Stromes i_d für die Zeitdauer von einigen Sekunden bei einer konstanten Drehzahl von 500 U/min. Zur Ermittlung der Spannungskonstanten wurde eine Spannungs- und Drehzahlmessung herangezogen. Die Meßergebnisse sind in Bild 9.4 durch Kreuze gekennzeichnet. Der Vergleich mit den berechneten Kurven zeigt, daß besonders beim Aufmagnetisierungsvorgang Abweichungen auftreten. Eine Ursache hierfür liegt in dem bereits angesprochenen, sinusförmigen Verlauf des Ankerfeldes, wegen dem eine homogene Ummagnetisierung des Magneten nicht möglich ist, während

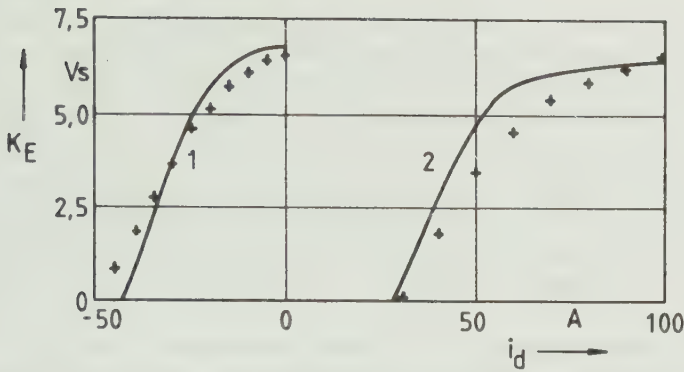


Bild 9.4 Spannungskonstante K_E nach Ummagnetisierung

1 Abmagnetisierung

2 Aufmagnetisierung

— Rechnung

+ Messung (Ummagnetisierung bei 500 U/min)

die Berechnung diese voraussetzt. Weitere Fehler entstehen dadurch, daß bereits geringfügige Veränderungen der magnetischen Kennlinie von Bild 9.3 im Bereich des Knicks im ersten Quadranten starke Auswirkungen auf die berechneten Spannungskonstanten besitzen. Dennoch können die Rechenwerte als Abschätzung der notwendigen Ströme in der Längsachse zur Bemessung der Maschine verwendet werden.

Der Entwurf von Motoren mit magnetischer Feldschwächung geht von der magnetischen Kennlinie des umzumagnetisierenden Werkstoffs aus. Die Arbeitsgerade, die sich aus dem Durchflutungsgesetz und der Definition des Sättigungsgrades nach Gl. (3.6) zu

$$B = \frac{-\mu_0 H}{(1 + k_S) \delta / h_M + k_S / \mu_p} \quad (9.2)$$

berechnen läßt, wird so gelegt, daß sich bei voll aufmagnetisierter, stromloser Maschine im Permanentmagneten eine Feldstärke einstellt, deren Betrag etwa der Hälfte der Koerzitiv-

feldstärke entspricht. Der Luftspalt sollte so klein wie möglich gewählt werden. Dann läßt sich bei vorgegebenem Sättigungsgrad k_S die notwendige Magnethöhe h_M aus der Steigung der Arbeitsgeraden über Gl. (9.2) bestimmen. Nach der Berechnung der Grundwelle der Luftspaltinduktion $\hat{B}_{g1}$ kann über Gl. (9.1) die erforderliche Windungszahl ermittelt werden. Sind diese Entwurfsparameter festgelegt, wird überprüft, ob mit dem maximalen Umrichterstrom eine ausreichende Aufmagnetisierung des Motors möglich ist. Gegebenenfalls muß die Steigung der Arbeitsgeraden korrigiert werden.

Die Optimierung des Entwurfs erfolgt nach dem in Bild 3.11 dargestellten Schema. Lediglich die Bestimmung der Daten des magnetischen Kreises und der Windungszahl wird gemäß den oben beschriebenen Gesichtspunkten modifiziert. Eine Minimierung des Magnetvolumens ist kaum möglich, da bei einer Reduzierung der Magnethöhe (geringere Neigung der Arbeitsgeraden) die vollständige Aufmagnetisierung nicht mehr ausgenutzt werden kann. Eine Verkleinerung der Breite des mittleren Magneten führt dazu, daß zur gewünschten Feldschwächung eine immer stärkere Umagnetisierung notwendig ist. Im Extremfall kehrt sich die magnetische Polarisierung vollständig um. Dann sind die Ströme für die Auf- und Abmagnetisierung gleich groß, und die Empfindlichkeit bezüglich einer unerwünschten Entmagnetisierung durch drehmomentbildende Ströme ist gering (vgl. Kap. 9.4). Hierbei tritt jedoch eine sehr kleine Polbedeckung ($\alpha_1 = 0,074$) auf, die aus fertigungstechnischen Gründen nicht realisiert werden kann (Magnetbreite: 3 mm). Ferner würde die Grundwelle der Luftspaltinduktion deutlich kleiner ausfallen (72 % bezogen auf $\hat{B}_{g1}$ von Motor 5).

Für den Entwurf von Motor 5 war als weitere Randbedingung die Verwendung des Stators von Motor 1 vorgegeben. Während hierdurch die Bemessung des magnetischen Kreises nicht beeinflusst wurde, mußte eine Reduzierung des thermisch zulässigen Dauerdrehmomentes vorgenommen werden.

9.3 Dynamische Ummagnetisierung

Die Ausnutzung der magnetischen Feldschwächung erfordert, daß die Maßnahmen zur Ummagnetisierung koordiniert ablaufen. Hierzu ist eine relativ einfache Steuerung notwendig, die nach Erreichen der jeweiligen Grenzdrehzahl den entsprechenden Stromsollwert i_{dw} so lange vorgibt, bis der Istwert diesen erreicht hat. Diese Strategie stellt sicher, daß der Ummagnetisierungsvorgang in kürzester Zeit abläuft. Weiterhin hat es sich als günstig erwiesen, den Stromsollwert i_{qw} während der Abmagnetisierungsphase zu null zu setzen. Die Daten zur Ummagnetisierung sind in Tab. 9.1 zusammengestellt. Die Ummagnetisierungsvorgänge während des drehzahlgeregelten Betriebs sollen anhand von Meßergebnissen näher erläutert werden.

Abmagnetisierung:	Grenzdrehzahl: $n = 1000 \text{ U/min}$ Strom: $i_d = - 40 \text{ A}$
Aufmagnetisierung:	Grenzdrehzahl: $n = 500 \text{ U/min}$ Strom: $i_d = 85 \text{ A}$

Tab. 9.1 Daten zur Ummagnetisierung

In Bild 9.5 ist das Verhalten des drehzahlgeregelten Antriebs nach einem Sollwertsprung von 0 auf 3000 U/min für die ersten 60 ms dargestellt. Zunächst wird der Strom in der Querachse i_q bis zum zulässigen Maximum aufgebaut; der Motor beschleunigt entsprechend. Nach ca. 15 ms ist die Spannungsgrenze des Umrichters erreicht, und bei der weiteren Drehzahlerhöhung kann die Stromregelung nur noch die Orientierung des Stromraumzeigers sicherstellen. Die erzwungene Abnahme des Stromes i_q ist mit einem Rückgang der Beschleunigung verbunden. Bei einer Drehzahl von 1000 U/min wird die magnetische Feldschwächung eingeleitet. Da diese Grenzdrehzahl bereits deutlich über den üblichen Bearbeitungsdrehzahlen (0 ... 500 U/min) liegt, wird angenommen, daß eine Positionieraufgabe ansteht, deren Zeitdauer durch die Feldschwächung erheblich verkürzt werden kann. Zur Abmagnetisierung wird der Stromsollwert

$i_{dw} = -40$ A vorgegeben. Diesen Wert erreicht der Istwert i_d nach 4,6 ms und in weiteren 1,6 ms erfolgt der Abbau auf null. Gleichzeitig wird der Sollwert i_{qw} wieder freigegeben, und der Motor beschleunigt weiter. Der ganze Abmagnetisierungsvorgang, während dem sich die Drehzahl kaum ändert, hat nur 6,2 ms ($\approx 0,1$ Umdrehungen) in Anspruch genommen. Dabei wurde die Grundwelle der Polradinduktion um den Faktor 2,3 abgesenkt, so daß die maximale Leerlaufdrehzahl ($I \approx 0$) bei 3000 U/min liegt.

Eine ausführliche Analyse des Abmagnetisierungsvorganges zeigt, daß die eigentliche, irreversible Entmagnetisierung bei $i_d \approx -25$ A beginnt. Dann wird nämlich der steile Ast der Magnetisierungskennlinie von Bild 9.3 durchfahren, und der Spannungsabfall $\frac{d}{dt} \psi_d$ nimmt noch negativere Werte an als zuvor. Dies wäre mit einer starken Abflachung des Verlaufs von i_d verbunden, wenn nicht über die Vorgänge in der Längsachse ein Ausgleich erfolgen würde. Durch die Verringerung von ψ_d wird die induzierte Spannung u_q herabgesetzt, und da der Spannungsraumzeiger $\bar{u}$ seinen Betrag beibehält, steht in der Längsachse ein höherer Spannungsbetrag zur Verfügung. Der Strom i_d strebt also weiterhin seinem Endwert zu, allerdings mit veränderter Steilheit. Die Verläufe von i_d und i_q in Bild 9.5 werden noch dadurch beeinflusst, daß aufgrund der Drehung des Rotors die Maschine mit verschiedenen, räumlich feststehenden Spannungszeigern betrieben wird und sich somit eine für sechspulsige Schaltungen typische Welligkeit überlagert. Aus den Gln. (4.1) ist weiterhin zu entnehmen, daß ein beschleunigender Strom i_q einen Teil der Spannung u_d benötigt, welcher dann für den Aufbau des entmagnetisierenden Stromes i_d nicht mehr zur Verfügung steht.

Die Messung der Spannungskonstanten nach der beschriebenen dynamischen Abmagnetisierung ergab $K_E = 2,5$ Vs, während nach einer länger andauernden Magnetisierung der Wert $K_E = 1,9$ Vs ermittelt werden konnte (vgl. Bild 9.4). Diese Tatsache deutet darauf hin, daß durch die schnellen Stromänderungen von i_d in den elektrisch leitfähigen AlNiCo-Magneten Wirbelströme verursacht werden, welche die Wirkung des Statorstroms teilweise kompensieren. Daher sind bei der dynamischen Feldschwächung

die auftretenden magnetischen Felder kleiner als im stationären Betrieb. Dieser Effekt beeinträchtigt die prinzipielle Wirkungsweise keineswegs.

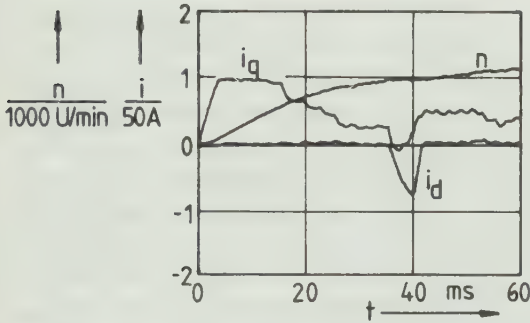


Bild 9.5

Dynamischer Abmagnetisierungsvorgang

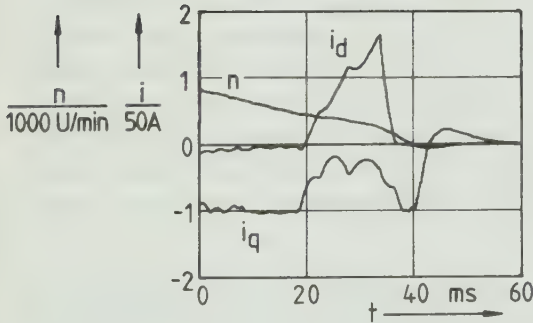


Bild 9.6

Dynamischer Aufmagnetisierungsvorgang

Der dynamische Aufmagnetisierungsvorgang ist in Bild 9.6 anhand der letzten Phase eines Drehzahl-sollwertsprunges von 3000 U/min auf 0 dokumentiert. In den ersten 20 ms der Darstellung verzögert der Motor mit dem zulässigen Strom $|i_q| = 50$ A. Die Feldverstärkung wird erst bei einer Drehzahl von 500 U/min eingeleitet, da sonst der Aufbau des Stromes i_d auf 85 A wegen der Begrenzung der Umrichterspannung nicht möglich wäre, bzw.

zu lange dauern würde. Auch bei der gewählten Drehzahl werden immerhin noch 14,4 ms benötigt, bis i_d den vorgesehenen Wert erreicht. Während dieser Zeit wird der Strom in der Querachse zwar zurückgenommen, aber $i_q = 0$ wird nicht erreicht, so daß auch während der Aufmagnetisierungsphase die Drehzahl weiter abnimmt. Da die dynamische Aufmagnetisierung immerhin 17,5 ms andauert, besitzen die Wirbelströme keinen so starken Einfluß mehr wie bei der Abmagnetisierung. Die Spannungskonstante nach der dynamischen Aufmagnetisierung beträgt $K_E = 5,9$ Vs, wogegen aus Bild 9.4 der Wert $K_E = 6,1$ Vs interpoliert werden kann.

Die genauere Betrachtung des Aufmagnetisierungsvorganges erfolgt in gleicher Weise wie bei der Abmagnetisierung. Im Gegensatz zu dieser stellt sich heraus, daß mit der Erhöhung der Polarisierung des Magnetwerkstoffes (steiler Teil der Entmagnetisierungskennlinie im ersten Quadranten) eine Vergrößerung der Spannung in der Querachse verbunden ist. Dies behindert die Aufmagnetisierung, da sich starke Auswirkungen auf die Spannungskomponente u_d ergeben. Aus diesem Grunde wurde die Grenzdrehzahl bereits relativ niedrig gewählt. Eine weitere Verbesserung konnte durch einen drehmomentbildenden Strom geschaffen werden, der den Antrieb während des Aufmagnetisierungsvorganges verzögert, so daß die drehzahlproportionale EMK abnimmt. Die Kurvenverläufe der Ströme in Bild 9.6 sind ferner durch die Weiterschaltungen der verschiedenen Spannungsraumzeiger gekennzeichnet.

Eine Aufmagnetisierung, die zu höheren Spannungskonstanten als $K_E = 5,9$ Vs führt, ist nicht sinnvoll, da dann ein größerer Strom in der Querachse eine Abmagnetisierung an den Magnetkanten bewirkt. Der zulässige Strom $|i_q| = 50$ A wurde so gewählt, daß selbst bei längerem Betrieb mit der voll aufmagnetisierten Maschine die Spannungskonstante nicht unter $K_E = 5,8$ Vs absinkt. Sollen höhere Ströme eingeprägt werden, erfolgt bei Motor 5 eine Reduzierung von K_E (weiterer Meßwert: $|i_q| = 75$ A / $K_E = 4,7$ Vs). Eine konstruktive Maßnahme zur Erhöhung des zulässigen Stromes i_q ohne zusätzliche Entmagnetisierung besteht in der Verringerung der Breite des mittleren Magneten.

Die Bilder 9.5 und 9.6 zeigen deutlich, daß die dynamische Ummagnetisierung innerhalb kürzester Zeit stattfindet. Die Unterschiede zur stationären Ummagnetisierung fallen nicht ins Gewicht.

9.4 Betriebsverhalten

Der Gewinn an Schnelligkeit, der mit der magnetischen Feldschwächung erzielt werden kann, soll am Beispiel eines Positioniervorganges, der für Werkzeugmaschinenantriebe typisch ist, aufgezeigt werden. Es wird angenommen, daß der Werkzeugschlitten um eine Strecke von 500 mm verfahren werden muß (z. B. zu Beginn oder Ende einer Bearbeitungsphase oder zum Werkzeugwechsel). Bei einer direkten Kupplung des Motors an die Arbeitsspindel (typische Ganghöhe: 5 mm) bedeutet dies eine Positionierung über 100 Umdrehungen. Der drehzahlgeregelte Antrieb wurde für diesen Versuch durch eine Lageregelung ergänzt. Der eingesetzte Regler besitzt P-Verhalten, und seine Verstärkung wurde auf $K_v = 2,1 \frac{\text{mm/min}}{\mu\text{m}}$ eingestellt. Die Positioniervorgänge sind in Bild 9.7 durch den zeitlichen Verlauf der Drehzahl, der anschaulichere Information als die Lage enthält, dokumentiert. Beim Betrieb ohne Feldschwächung (Kurve 2) erreicht der Antrieb seine Höchstdrehzahl (1300 U/min) sehr schnell und bremst erst kurz vor dem Zielpunkt so ab, daß er ohne Überspringen anhält. Hierfür wird eine Gesamtzeit von 4,7 s benötigt. Bei Ausnutzung der magnetischen Feldschwächung liegt die maximale Drehzahl bei 3000 U/min. Allerdings nimmt die Beschleunigung im oberen Drehzahlbereich stark ab, was auf die Begrenzung des Drehmomentes durch die maximale Umrichterspannung zurückgeführt werden kann (Bild 9.8). Diese Problematik tritt beim Abbremsvorgang nicht in dem Maße auf, da die EMK der Maschine den Aufbau eines negativen Stromes i_q unterstützt. Der Positioniervorgang über 100 Umdrehungen wird beim Betrieb mit magnetischer Feldschwächung in 2,4 s abgeschlossen und ist somit ca. doppelt so schnell. Die Zeitverkürzung um den Faktor 2,3, der sich aus den jeweiligen Höchstdrehzahlen berechnen läßt, kann nicht ganz realisiert werden, da die Beschleunigungsphase bei Feldschwächung relativ lange andauert.

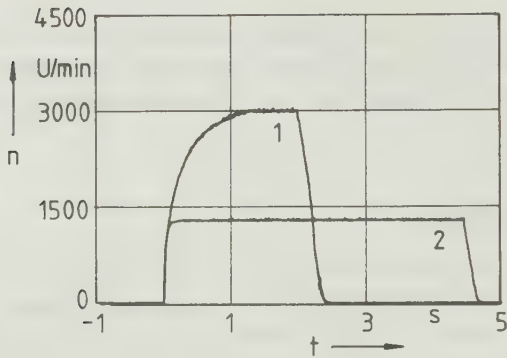


Bild 9.7 Positioniervorgang über 100 Umdrehungen

Reglereinstellung: $K_p = 2,2$; $T_N = 4$ ms; $K_v = 2,1 \frac{\text{mm/min}}{\mu\text{m}}$

1 mit magnetischer Feldschwächung

$n_{\text{max}} = 3000$ U/min; $T = 2,4$ s

2 ohne magnetische Feldschwächung

$n_{\text{max}} = 1300$ U/min; $T = 4,7$ s

Die Begrenzung des Drehmomentes durch die Umrichterspannung und den maximal zulässigen Strom i_q wurde in Bild 9.8 dargestellt. Der Untersuchung liegt eine sinusförmige Ausgangsspannung des Umrichters von $U_{1,\text{max}} = 110$ V (Stranggröße) zugrunde. Für die aufmagnetisierte Maschine (Kurve 1) kann das maximale Drehmoment von 100 Nm bis zu einer Drehzahl von 500 U/min gehalten werden. Danach fällt das Moment mit ansteigender Drehzahl rasch ab. Beim Betrieb mit magnetischer Feldschwächung ist bei kleinen Drehzahlen in Bild 9.8 das Drehmoment eingezeichnet, das sich beim Strom $i_{q,\text{max}} = 50$ A einstellt. Prinzipiell könnte auch ein höherer Strom zugelassen werden, da sich die Maschine im abmagnetisierten Zustand befindet und somit keine weitere Entmagnetisierung der Magnetkanten zu erwarten ist. Der erzielbare Gewinn bleibt aber gering, weil die Aufmagnetisierung bereits bei 500 U/min vorgenommen wird. Mit der Strategie der Stromeinprägung in der Querachse ($i_d = 0$) erhält man bei höheren Drehzahlen die Drehmo-

ment-Drehzahlkurve 2, die durch die maximale Umrichterspannung festgelegt ist. Aus dem Schnittpunkt der Kurven 1 und 2 ist zu entnehmen, daß der Beginn der Feldschwächung bei 1000 U/min sinnvoll gewählt wurde. Weiterhin zeigt das Diagramm, daß bei höheren Drehzahlen kaum noch Drehmoment zur Verfügung steht. Dieses Verhalten kann durch eine zusätzliche elektrische Feldschwächung über einen entmagnetisierenden Strom i_d entscheidend verbessert werden. Da bei den hohen Drehzahlen die ohmschen Spannungsabfälle keine bedeutende Rolle mehr spielen, genügt es, i_d so vorzugeben, daß die Polradspannung durch den induktiven Spannungsabfall in der Querachse vollständig kompensiert wird. Aus den Maschinengleichungen (4.1) kann dann die Beziehung

$$i_d = - \frac{\sqrt{2}}{m} \frac{K_M}{p L_d} \quad (9.3)$$

abgeleitet werden. i_d hängt nur von den Maschinenparametern und nicht vom Betriebszustand ab. Die Einbeziehung der elektrischen Feldschwächung in dieser Form ist daher sehr einfach

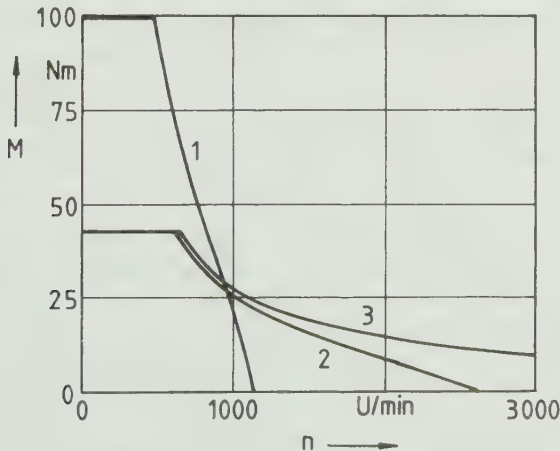


Bild 9.8 Drehmoment-Drehzahlbereich ($i_{d,max} = 50 \text{ A}$, $U_{1,max} = 110 \text{ V}$)

- 1 aufmagnetisierter Motor mit $i_d = 0$
- 2 abmagnetisierter Motor mit $i_d = 0$
- 3 abmagnetisierter Motor mit $i_d \neq 0$

zu realisieren. Der erforderliche Strom i_d weist zudem kleine Werte auf (für Motor 5: $i_d = -12,9$ A), da durch die magnetische Feldschwächung die Polradinduktion bereits um den Faktor 2,3 gegenüber der voll aufmagnetisierten Maschine reduziert wurde. Die Drehmoment-Drehzahlkurve, die sich bei zusätzlicher Anwendung der elektrischen Feldschwächung und beim Betrieb an der Spannungsgrenze ergibt, ist in Bild 9.8 mit Nummer 3 gekennzeichnet. Die Wirkung des Stromes in der Längsachse ist besonders im Drehzahlbereich über 2000 U/min augenscheinlich. So kann sogar bei 3000 U/min noch ein Drehmoment von 10 Nm aufgebracht werden. Beim Positioniervorgang von Bild 9.7 würde somit die Beschleunigung vor Erreichen der Enddrehzahl wesentlich höher liegen und die gesamte Positionierzeit kürzer ausfallen.

Ein weiterer Vorteil der magnetischen Feldschwächung ist, daß auch bei höheren Drehzahlen relativ geringe Maschinenverluste auftreten. Zur Aufstellung der Verlustbilanz werden die verschiedenen Verlustarten einzeln bestimmt. Die Eisen- und Reibungsverluste des Motors im Feldschwächbereich wurden aus dem Auslaufversuch ermittelt. Die Auswertung ergab, daß diese Verluste mit zufriedenstellender Genauigkeit über die Formel

$$P_{v,FeR} = \omega_m (0,46 + 0,67 \cdot 10^{-3} \frac{\omega_m}{1 \text{ Hz}}) (1 \text{ Nm}) \quad (9.4)$$

berechnet werden können. Für den Betriebspunkt 10 Nm/3000 U/min treten beim Motor mit magnetischer Feldschwächung und zusätzlichem Strom in der Längsachse Gesamtverluste von 910 W auf. Als Vergleich wird eine Maschine mit unveränderlichem Erregerfeld herangezogen, deren Motordaten ansonsten mit jenen von Motor 5 übereinstimmen. Obiger Betriebspunkt kann bei einer Strangspannung von 110 V nur durch die elektrische Feldschwächung erreicht werden. Der Strom in der Längsachse wird aber nur so groß wie unbedingt notwendig vorgegeben. Trotzdem steigen allein die Kupferverluste auf 987 W an (vgl. Tab. 9.2). Die Eisen- und Reibungsverluste wurden sehr vorsichtig zu 350 W geschätzt; sie sind wahrscheinlich größer, da durch die elektrische Feldschwächung lediglich die Grundwelle der Luft-

Magnetisierungs- zustand		magnetische Feldschwächung	volle Magnetisierung	
Drehmoment	M/Nm	10	10	36,4
Drehzahl	n/U/min	3000	3000	500
Ankerstrom	I/A	12,4	15,0	13,0
Eisen- und Reibungsverluste	$P_{v, FeR/W}$	210	350	43
Kupferverluste	$P_{v, Cu/W}$	675	987	741
Zusatzverluste	$P_{v, Z/W}$	25	25	25
Gesamtverluste	P_v/W	910	1362	810
Wirkungsgrad	$\eta/\%$	78	70	70

Tab. 9.2 Leistungsbilanz ($\vartheta_{Cu} = 100 \text{ }^{\circ}\text{C}$)

spaltinduktion abgesenkt wird, nicht aber die Oberwellen. Die Gesamtverluste belaufen sich auf 1362 W und liegen damit um 50 % höher als bei der Variante mit magnetischer Feldschwächung. Zur Ergänzung wurden in Tab. 9.2 noch die Verluste für den Nennbetrieb des voll aufmagnetisierten Motors 5 angeführt. Sie betragen 810 W und entsprechen den thermisch zulässigen Verlusten. Im Betriebspunkt 10 Nm/3000 U/min treten bei dieser Maschine nur geringfügig höhere Verluste auf, so daß im Aussetzbetrieb durchaus eine Einschaltdauer von ca. 85 % zulässig ist. Derartige Werte können allein mit der elektrischen Feldschwächung wegen der hohen Kupferverluste nicht erreicht werden.

Der Einsatz von Motoren mit magnetischer Feldschwächung ist immer dann sinnvoll, wenn der Arbeitsprozeß einen weiten Bereich von Drehmoment und Drehzahl erfordert. Durch die Abmagnetisierung der Magnete wurde eine Art der Feldschwächung permanenterregter Motoren gefunden, die den Betrieb bei hohen Drehzahlen mit akzeptablen Motorverlusten zuläßt. Sie kann in dieser Hinsicht etwa mit der Feldschwächung von elektrisch erregten Gleichstrommotoren verglichen werden. Die Ummagnetisierungsvorgänge benötigen nur wenig Zeit und können anhand der Drehzahl des geregelten Antriebs kaum identifiziert werden (vgl. Bild 9.7).

10 Weitere bürstenlose Antriebe

10.1 Nutenloser Motor

Beim nutenlosen Motor werden die Leiter nicht in Nuten eingelegt, sondern direkt im Luftspalt angeordnet. Durch die fehlende Nutung treten bei dieser Motorvariante keine Rastmomente auf. Da aber wegen des Platzbedarfs der Wicklung der magnetische Luftspalt um die Höhe des Kupfers h_{Cu} ansteigt, ist ein großer Magnetbedarf zu erwarten. Eine Minimierung der Magnetmasse ist deshalb dringend geboten.

Das Anfertigen der Wicklung und ihre Montage ist bei der nutenlosen Maschine nicht ganz so einfach wie bei konventionellen Typen. Eine Möglichkeit besteht im Vergießen der herkömmlich gewickelten Spulen mit Epoxidharz, welches gleichzeitig die Isolation darstellt. Dieser Kupfer-Kunststoffverbund ist auch in der Lage, die durch die Drehmomentbildung entstehenden Reaktionskräfte auf das Statorjoch zu übertragen. Bei Scheibenläuferausführungen kann die Wicklung auf fotomechanischem Weg hergestellt werden /53/.

Der Entwurf von nutenlosen Motoren geht von der geforderten Drehmomentkonstanten K_M nach Gl. (3.20) aus. Durch eine Umstellung dieser Gleichung und mit dem Schlankheitsgrad s von Gl. (3.28) erhält man für die dreiphasige Maschinenausführung die Hilfsgröße a_1 nach

$$\sqrt{a_1} = \frac{w D^2}{1 + (\delta + h_{Cu})/h_M} = \frac{\pi K_M}{6 \sqrt{2} \sin(\alpha\pi/2) k_\sigma' \xi_1 B_{ps}}, \quad (10.1)$$

wobei δ den mechanischen Luftspalt darstellt. Der Grundwellenminderungsfaktor k_σ' (vgl. Kap. 3.2) müßte eigentlich neu definiert werden, da er sich jetzt nicht nur auf die Bohrungsfläche des Statoreisens bezieht, sondern auch auf das für die Wicklung benötigte Volumen. Erste Entwurfsrechnungen sollen jedoch mit der Abschätzung $k_\sigma' \approx 0,8$ durchgeführt werden. Polbedeckungsfaktor, Schlankheitsgrad und Permeabilität werden ge-

maß den Überlegungen aus Kap. 3.6 festgelegt, so daß die Größe a_1 durch Gl. (10.1) festgelegt ist.

Die Höhe der Verluste ist bei nutenlosen Motoren fast ausschließlich durch die Abmessungen der Kupferleiter festgelegt. Im Gegensatz zu den konventionellen Maschinen muß die Optimierung von Wicklungsgeometrie (Kupferhöhe h_{Cu}) und Magnetmasse gleichzeitig durchgeführt werden. Für die Kupferverluste $P_{v,Cu}$ im Nennpunkt erhält man

$$P_{v,Cu} = 3 \frac{2 w l (1 + l_s/l)}{\kappa_{Cu} A_{Cu}} I_N^2, \quad (10.2)$$

wobei der Kupferquerschnitt nach

$$A_{Cu} = \frac{k_{Cu} D \pi h_{Cu}}{6 w} \quad (10.3)$$

berechnet werden kann. k_{Cu} stellt den Kupferfüllfaktor dar, der angibt, welchen Anteil die Leiter am verfügbaren Volumen besitzen. Für das folgende Beispiel wurde $k_{Cu} = 0,7$ angenommen. Unter Vernachlässigung der Eisen-, Reibungs- und Zusatzverluste können die zulässigen Kupferverluste bei Selbstkühlung über

$$P_{v,Cu} = 2 \alpha_G \Delta \vartheta_G \pi D l \quad (10.4)$$

ermittelt werden, wobei der Faktor 2 berücksichtigt, daß zur Vereinfachung der Optimierung für die Verlustberechnung nur die Mantelfläche des aktiven Teils und nicht die tatsächliche Motoroberfläche herangezogen wird. Aus den Gln. (10.2) bis (10.4) kann eine weitere Hilfsgröße a_2 gemäß

$$a_2 = \frac{w^2}{k_{Cu} D^2} = \frac{\pi^2 k_{Cu} \kappa_{Cu} \alpha_G \Delta \vartheta_G}{18 (1 + l/l_s) I_N^2} \quad (10.5)$$

abgeleitet werden. Das Verhältnis l/l_s wird zu 0,2 geschätzt. Somit liegen die Werte von a_1 und a_2 fest. Eliminiert man aus den Gln. (10.1) und (10.5) die Windungszahl, ergibt sich für die Magnethöhe der Ausdruck

$$h_M = \frac{\delta + h_{Cu}}{D^3 \sqrt{h_{Cu} a_2/a_1} - 1}, \quad (10.6)$$

mit dem über Gl. (3.22) die Magnetmasse berechnet werden kann. Der Luftspalt wird im Rahmen der Magnetoptimierung so klein wie möglich gewählt ($\delta_{\min} = 1$ mm). Für die Kupferhöhe existiert mit

$$h_{Cu, \text{opt}} = (\sqrt{a_1/a_2} / D^3 + \sqrt{\delta + a_1/(a_2 D^6)})^2 \quad (10.7)$$

ein optimaler Wert, bei dem die Magnetmasse das Minimum

$$m_{M, \text{opt}} = \varphi_M \alpha \pi s D^2 \frac{2a_1/a_2}{D^6} (1 + \sqrt{1 + \delta D^6 a_2/a_1}) \quad (10.8)$$

annimmt. Bezüglich des Durchmessers D gibt es kein Optimum, da mit steigenden Werten von D die Magnetmasse monoton fällt. Der Durchmesser wird daher so groß gewählt, daß sich realisierbare Werte von h_{Cu} , h_M und w ergeben. Weiterhin ist zu überprüfen, ob beim Spitzenstrom eine irreversible Entmagnetisierung auftritt. Dies ist aber wegen des großen magnetischen Luftspalts i. a. nicht der Fall. Eine entsprechende Randbedingung wurde daher auch nicht von vorneherein in den Entwurf eingearbeitet.

Mit dem obigen Konzept wurde die Bemessung eines Motors, der den Anforderungen von Tab. 3.1 (niedertouriger Motor mit einem Schlankheitsgrad $s = 3$) durchgeführt. Für einen Bohrungsdurchmesser von $D = 120$ mm ergab sich eine Kupferhöhe $h_{Cu, \text{opt}} = 7$ mm, eine Windungszahl $w_{\text{opt}} = 148$ und eine Magnethöhe $h_{M, \text{opt}} = 6$ mm. Die Magnetmasse (Seltene Erden) beträgt 4,3 kg und liegt damit um ein Vielfaches über derjenigen von konventionellen Motoren. Aus diesen Angaben ist ersichtlich, daß die nutzenlose Maschinenausführung nur dann in Betracht kommt, wenn die Magnetkosten eine untergeordnete Rolle spielen oder wenn die Magnethöhe aus fertigungstechnischen Gründen größer gewählt werden muß als unbedingt notwendig. Die Hauptvorteile dieser Motorvariante liegen in dem prinzipbedingten Fehlen von Rastmomenten und den geringen drehzahlabhängigen Verlusten.

10.2 Bürstenloser Gleichstrommotor

Mit dem Begriff "bürstenloser Gleichstrommotor" bezeichnet man eine rotorseitig erregte Drehfeldmaschine, bei der der Strom in den einzelnen Statorwicklungen abschnittsweise konstant gehalten wird. Ebenfalls üblich sind die Ausdrücke "elektronisch kommutierter Motor" oder für Maschinen kleinerer Leistung "Elektronikmotor". Bei diesen Antrieben läuft der Raumzeiger des Statorstroms nicht kontinuierlich um, sondern nimmt innerhalb einer elektrischen Periode nur wenige diskrete Richtungen ein. Da sich durch das Zusammenwirken eines rechteckförmigen Polradfeldes mit blockförmigen Statorströmen eine gute Maschinenausnutzung ergibt /54/, werden diese Antriebe besonders dort eingesetzt, wo es auf große Leistungsdichten ankommt /7/. Für hochwertige Servoantriebe sind diese Motoren dann geeignet, wenn es gelingt, die winkelabhängigen Drehmomentschwankungen /55/ durch ein entsprechendes Motorkonzept zu unterdrücken /56/. Im folgenden werden nur dreisträngige Wicklungsausführungen betrachtet, die ohne Anschluß eines Mittelpunktleiters auskommen (Sternschaltung ohne freien Sternpunkt oder Dreieckschaltung).

Zur Reduzierung der durch die Nutung verursachten Rastmomente wird eine Schrägung von Stator oder Rotor um eine Nutteilung vorgesehen. Man könnte nun vermuten, daß aufgrund der blockförmigen Ströme prinzipiell Drehmomentpulsationen auftreten. Dies ist jedoch nicht der Fall, wenn eine konzentrierte Statorwicklung ($q = 1$) und einer der Polbedeckungsfaktoren $\alpha = 1, 2/3$ oder $1/3$ vorgesehen werden. Weiterhin müssen die Polradinduktion und die Phasenströme einen exakt blockförmigen Verlauf besitzen. Das Auffinden der optimalen Stromform wird dadurch erleichtert, daß jede Periode aus sechs gleich langen Abschnitten mit teilweise unterschiedlichen Stromamplituden besteht und daß mögliche Unstetigkeitsstellen im Strom mit denen der Ableitung der induzierten Spannung zusammenfallen müssen. Letzteres ist auch der Grund, wieso nur die genannten Polbedeckungen in Frage kommen. In Bild 10.1 sind die Induktion B_M , die induzierte Spannung u_a und der zugehörige Strom i_a

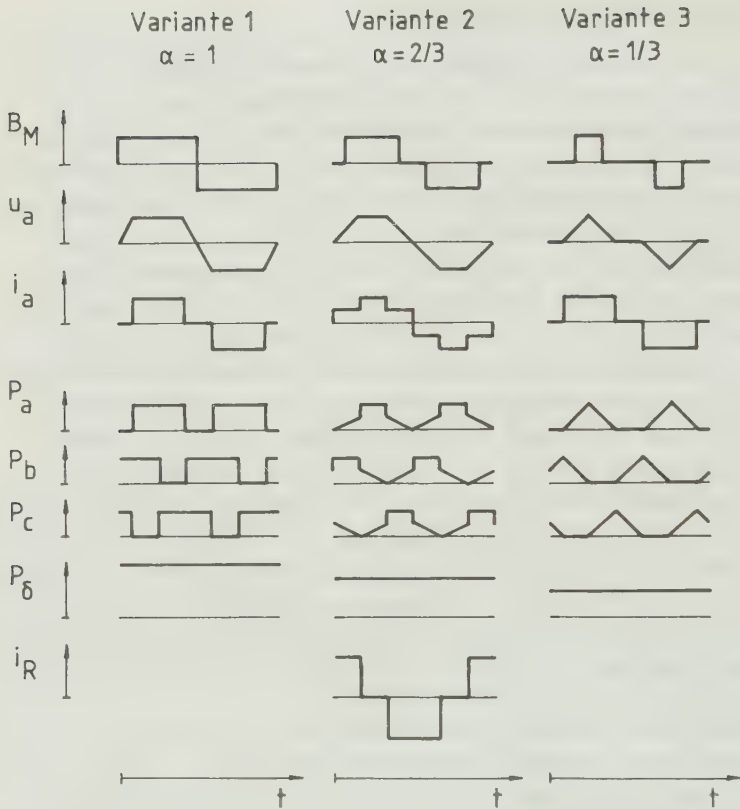


Bild 10.1 Zeitverläufe von Induktion, induzierter Spannung, Strömen und Momentanleistungen bei verschiedenen bürstenlosen Gleichstrommotoren

einer Motorwicklung dargestellt. Die endliche Flankensteilheit im Spannungsverlauf u_a wird durch die Schrägung verursacht. Aus den in Bild 10.1 ebenfalls abgebildeten Momentanleistungen der drei Stränge kann entnommen werden, daß die Luftspaltleistung $P_\delta = P_a + P_b + P_c$ und somit das erzeugte Drehmoment in allen Fällen konstant ist. Das Prinzip von Variante 1 wurde bereits in /57/ vorgestellt, wobei allerdings der trapezförmige Spannungsverlauf nicht durch eine Schrägung, sondern

durch eine Lochzahl $q \rightarrow \infty$ zustande kam. Bei den Varianten 1 und 3 darf die Wicklung nur in Stern geschaltet werden, da die Summe der induzierten Spannungen der drei Stränge von null verschieden ist und somit bei Dreieckschaltung erhebliche Kreisströme (Verluste) auftreten würden. Die induzierte Spannung von Variante 2 enthält keine Spektralanteile mit der 3κ -fachen Grundfrequenz ($\kappa = 1, 2, \dots$), so daß beide Arten der Wicklungsverschaltung möglich sind. Die Dreieckschaltung besitzt u. a. (vgl. Tab. 10.1) den Vorteil, daß die Ströme in der Motorzuleitung wieder einen Stromflußwinkel von 120° aufweisen (vgl. i_R in Bild 10.1) und somit die Signalverarbeitung vereinfacht wird.

Der Entwurf von bürstenlosen Gleichstrommotoren erfolgt mit dem Konzept von Kap. 3.6, das nur an wenigen Stellen modifiziert werden muß. Der magnetische Kreis wird wieder so ausgelegt, daß beim maximal zulässigen Strom mit beliebiger räumlicher Orientierung keine irreversible Entmagnetisierung auftreten kann. Der kritische Fall liegt dann vor, wenn unabhängig von der Art der Wicklungsverschaltung nur zwei Umrichterphasen an der Stromführung beteiligt sind. Der Maximalwert der induzierten Spannung eines Wicklungsstranges $\hat{u}$ kann über

$$\hat{u} = \omega_m w D l B_M \quad (10.9)$$

berechnet werden. Für die Ermittlung des Drehmomentes ist eine Fallunterscheidung bezüglich der verschiedenen Varianten notwendig. Man erhält

$$M = w D l B_M \hat{i} \begin{cases} 2 & \text{für Variante 1} \\ 3/2 & \text{für Variante 2} \\ 1 & \text{für Variante 1,} \end{cases} \quad (10.10)$$

wobei $\hat{i}$ den Maximalwert des Stromes in einer Wicklung darstellt. Die Berechnung der Eigenschaften der verschiedenen bürstenlosen Gleichstrommotoren und eines Synchronmotors wurde anhand von Beispielen für niedertourige Motoren vorgenommen. Dabei soll die Bemessung des magnetischen Kreises mit Ausnahme der Polbedeckung α bei allen Motoren gleich sein und der von Motor 2

entsprechen. Ebenso seien die Polpaarzahl, der Blechschnitt und damit die Lochzahl ($q = 1$), die Außenabmessungen sowie die thermisch zulässigen Verluste (575 W) die gleichen. Die Polbedeckung der Synchronmaschine wird zu $\alpha = 0,81$ festgelegt, da dann das wichtigste Pendelmoment unterdrückt wird (vgl. Bild 3.9). Die Zwischenkreisspannung des Umrichters beträgt in allen Fällen 300 V und der maximale Ausgangsstrom 100 A. Die Windungszahl der verschiedenen Typen wird nun so gewählt, daß keine irreversible Entmagnetisierung auftreten kann. Daher ist bei der Variante 2 für die Dreieckschaltung die Windungszahl um den Faktor $\sqrt{3}$ zu erhöhen. Der Vergleich der angeführten Typen bezieht sich auf die erzielbaren Werte von Drehzahl, Drehmoment, Umrichterausnutzung und Magnetmasse.

Die höchste Drehzahl n_o , die bei linearer Aussteuerung noch möglich ist, kann aus der Zwischenkreisspannung und der Kurvenform von u_a ermittelt werden. Bei dieser Drehzahl würde sich bei Vernachlässigung aller Verluste der Strom $i_a = 0$ einstellen. Eine geringfügige Erhöhung der Drehzahl auf $n_{\max}$ ist bei Vollblockaussteuerung des Umrichters dann möglich, wenn höherfrequente Ausgleichsströme zugelassen werden. Dieser Betriebsart liegt zugrunde, daß nur die Grundwellen von Motor- und Umrichterspannung übereinstimmen und nicht die zeitlichen Verläufe. Die maximale Drehzahl $n_{\max}$ kann daher in allen Fällen über den für Synchronmaschinen gültigen Grundwellenminde-rungsfaktor k_g bestimmt werden. Die Ergebnisse von Tab. 10.1 zeigen, daß die Drehzahl durch das Verlassen des linearen Aussteuerbereichs um 8 % erhöht werden kann. Nur bei Variante 2 mit Sternschaltung beträgt die Steigerung 24 %, wobei allerdings die Drehzahl n_o niedriger liegt als bei der Dreieckschaltung. Insgesamt ist die erreichbare Drehzahl umso höher, je geringer der Erregerfluß und damit der Magnetbedarf ist. Dagegen hängt das maximale Drehmoment linear vom Erregerfluß ab. Tab. 10.1 gibt dasjenige Moment $M_{\max}$ an, welches sich ohne Berücksichtigung der Eisensättigung ergeben würde. Die Werte der verschiedenen Maschinen sind aber vergleichbar, da die Sättigung überall denselben Einfluß besitzt. Während bei den bürstenlosen Gleichstrommotoren das Spitzendrehmoment unter

Variante		1	2	3	4
Typ		Bl. GM	Bl. GM	Bl. BM	SM
Schaltung		λ	Δ/λ	λ	λ
Windungszahl	w	128	222/128	128	128
Polbedeckung	α	1	0,667	1/3	0,81
Max. Drehzahl (Vollblockst.)	$n_{\max}/\frac{U}{\min}$	751	867	1502	786
Max. Drehzahl (lin. Ausst.)	$n_o/\frac{U}{\min}$	698	806/698	1396	713
	$n_{\max}/n_o$	1,08	1,08/1,24	1,08	1,10
Max. Drehmoment	$M_{\max}/Nm$	410	355/308	205	384
Umrichterausnutzung	$P_v/P_{i,mot}$	5,58	5,58/6,44	5,58	5,70
Kupferverluste	$P_{v,Cu}/W$	470	487	492	480
Eisenverluste	$P_{v,Fe}/W$	80	63	58	70
Zusatzverluste	$P_{v,Z}/W$	25	25	25	25
Nennmoment	M_N/Nm	54,2	35,4	27,7	53,6
Magnetmasse ($SmCo_5$)	m_M/kg	3,36	2,24	1,12	2,73

Tab. 10.1 Entwurfsdaten verschiedener Motoren
 $(n_N = 500 \text{ U/min; mag. Kreis von Motor 2;}$
 Bl. GM $\hat{=}$ Bürstenloser Gleichstrommotor;
 SM $\hat{=}$ Synchronmotor)

Beibehaltung der typischen Stromverläufe von Bild 10.1 erzielt werden kann, müssen beim Synchronmotor blockförmige Ströme eingeprägt werden. Weiterhin stellt sich bei der Variante 2 heraus, daß die Dreieckschaltung in Bezug auf die Drehmomentbildung günstiger ist.

Die Umrichterausnutzung (Def. in Kap. 6.3) der elektronisch kommutierten Motoren liegt bei 5,58 und konnte gegenüber derjenigen von Synchronmaschinen nicht wesentlich gesenkt werden. Erst beim Übergang auf ein Zweiphasensystem können deutliche Verbesserungen erwartet werden (3,7 bei $\alpha = 1$).

Das Nenndrehmoment der Motoren wird durch die zulässigen thermischen Verluste begrenzt. Da die Kupferverluste und damit auch der Strombelag der betrachteten Varianten etwa gleich groß sind, besteht eine Proportionalität zwischen Erregerfluß und Nennmoment. Tab. 10.1 zeigt, daß mit Variante 1 und dem Synchronmotor die höchsten Momente von ca. 54 Nm erzielt werden können, während bei den anderen Varianten deutlich niedrigere Werte zu verzeichnen sind. Diese Verhältnisse ändern sich jedoch grundlegend, wenn Motoren mit hoher Nenndrehzahl entworfen werden. Die Eisenverluste von Variante 1 steigen wesentlich stärker mit der Drehzahl an als die der übrigen Varianten. Dies ist auf den höheren Anteil der Wirbelstromverluste zurückzuführen und kann anhand der Zuschlagsfaktoren $k_{Z,z}$ (Bild 4.2) und $k_{Z,j}$ (Gl. (4.12) sowie Gl. (4.11)) in Verbindung mit der Formel für die Eisenverluste (Gl. (4.6)) abgeleitet werden. Weitere Zahlenrechnungen haben ergeben, daß bei einer Drehzahl von 1500 U/min und derselben Auslegung des magnetischen Kreises eine Drehmomentreduzierung auf 20 Nm bei Variante 1 und 3, auf 24 Nm bei Variante 2 und auf 30 Nm beim Synchronmotor vorgenommen werden muß. Für höhertourige Maschinen sollte daher eine Verlustoptimierung nach Kap. 3.6 durchgeführt werden. Jedoch zeigt bereits dieses einfache Beispiel, daß große Werte des Polbedeckungsfaktors α bei schnelllaufenden Motoren wegen der Eisenverluste zu Problemen führen.

Als letzte Motorkenngröße ist in Tab. 10.1 die Magnetmasse aufgeführt. Man kann erkennen, daß das auf die Magnetmasse bezogene Nenndrehmoment bei Variante 3 am größten ist. Jedoch liegt bei dieser Maschine der Absolutwert am niedrigsten und somit auch das Leistungsgewicht. In Hinblick auf die Ausnutzung des Magnetwerkstoffs steht die Synchronmaschine an zweiter Stelle, während die beiden übrigen Varianten am schlechtesten abschneiden.

Von den betrachteten Varianten der bürstenlosen Gleichstrommotoren ist für Anwendungen mit niedrigen Drehzahlen die Variante 1 am besten geeignet, obwohl diese Maschine einen hohen Magnetbedarf aufweist. Für hochtourige Antriebe sollte

die Variante 2 (Dreieckschaltung) vorgezogen werden. Variante 3 kommt nur dann in Frage, wenn die Kosten ein wichtiges Entscheidungskriterium darstellen.

Die bisherigen Überlegungen zu den elektronisch kommutierten Motoren gehen von idealen Strom- und Induktionsverläufen aus. Diese Bedingungen sind jedoch in der Praxis nicht anzutreffen. Der Induktionsverlauf besitzt im Bereich der Magnetkanten Übergänge mit endlicher Steilheit. Hierdurch wird die ursprüngliche trapez- oder dreieckförmige induzierte Spannung (vgl. Bild 10.1) abgerundet. Als Beispiel ist in Bild 10.2 die induzierte Spannung für die Variante 1 ($\alpha = 1$) dargestellt, die mit der in Anhang A3 beschriebenen Methode berechnet wurde. Die Bezugsgröße u_0 ergibt sich als Maximum der Spannung, die bei einer Induktion nach Gl. (3.9) auftreten würde. Daß die Kurve u/u_0 den Wert eins nicht erreicht, liegt an der Querschnittsänderung durch die gekrümmte Geometrie. Aus Bild 10.2 ist nun zu entnehmen, daß die induzierte Spannung für die Zeit der Stromführung keineswegs konstant bleibt, sondern an den Rändern um ca. 13 % absinkt. Dies bedeutet bei idealer Stromeinprägung eine Drehmomentreduzierung um 6,5 %. Im geregelten Betrieb wird dieser Drehmomenteinbruch durch eine Anhebung des Stromes durch die Regelung kompensiert, was die Kupferverluste um ca. 5 % erhöht. Weitere Drehmomentschwankungen sind dann zu erwarten, wenn die Umschaltung der stromführenden Zweige nicht exakt bei den vorgesehenen Rotorpositionswinkeln er-

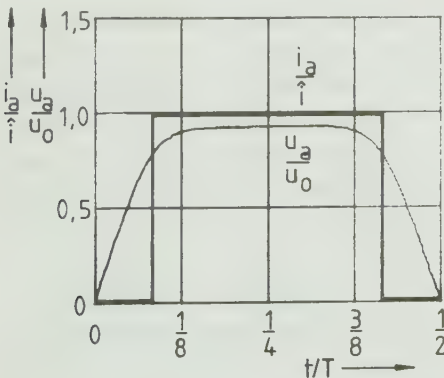


Bild 10.2

Induzierte Spannung und
idealer Strangstrom
für Variante 1 ($\alpha = 1$)

folgt oder keine homogene Magnetisierung des Magnetmaterials vorliegt. Der letztgenannte Aspekt rückt besonders dann in den Mittelpunkt, wenn die Magnete im entmagnetisierten Zustand am Rotor befestigt werden und die Aufmagnetisierung erst danach erfolgt (ev. in einem geschrägten Spezialjoch zur Realisierung einer rotorseitigen Schrägung /vgl. auch den Induktionsverlauf von Bild 9.2). Bei einer derartigen Magnetisierung ist fraglich, ob eine Polbedeckung von $\alpha = 1$ erzielt werden kann. Eine andere Ursache von Pendelmomenten liegt darin, daß die Kommutierung wegen der Induktivität eine endliche Zeit in Anspruch nimmt. Anhand der Kurven von Bild 10.1 ist leicht einzusehen, daß durch Anstiegszeiten der Ströme die Konstanz der Luftspaltleistung aufgehoben wird. Bezüglich der Höhe der Induktivität muß wieder ein Kompromiß gefunden werden. Kleine Induktivitäten begünstigen zwar die Kommutierung und die Dynamik; sie führen jedoch zu großen Welligkeiten der idealerweise konstanten Stromamplituden und somit zu Zusatzverlusten.

Der Wechselrichter von bürstenlosen Gleichstrommotoren muß einerseits die Stromverteilung auf die drei Stränge vornehmen und andererseits durch eine Taktung die Höhe der Ausgangsspannung bzw. der -ströme beeinflussen. Bei Transistorumrichtern wird dies von den Leistungstransistoren mit den antiparallelen Freilaufdioden übernommen. Aber auch eine Trennung dieser Aufgaben ist möglich (Stromverteilung mit einfachem Wechselrichter und Taktung im Zwischenkreis /58/).

Die Hauptvorteile der bürstenlosen Gleichstrommotoren gegenüber dem Synchronmotor liegen bei der einfacheren Signalverarbeitung. Für den Lagegeber genügt eine Auflösung von 6p Teilen pro Umdrehung, da alle winkelabhängigen Koordinatentransformationen entfallen. Weiterhin kann mit der Variante 1 von Tab. 10.1 ein höheres Spitzendrehmoment erzielt werden. Ferner gibt es bei elektronisch kommutierten Motoren keinen ausgeprägten induktiven Spannungsabfall. Sehr wohl muß aber bei hohen Drehzahlen die Kommutierung bereits vor dem durch den Verlauf der induzierten Spannung bestimmten Zeitpunkt eingeleitet werden, um die Proportionalität zwischen Drehmoment und

Strom einzuhalten /7/. Die Nachteile der bürstenlosen Gleichstrommotoren liegen in erster Linie bei den hohen winkelabhängigen Drehmomentschwankungen, die zwar theoretisch eliminiert sein sollten, aber in der Praxis stets auftreten. Bei hochtourigen Antrieben ist ferner mit einem kleineren Nennmoment zu rechnen als bei Synchronmotoren. Während bei Variante 1 die hohen Eisenverluste die Ursache darstellen, ist bei den übrigen Varianten das Drehmoment wegen der ungünstigeren Motorausnutzung prinzipiell geringer. Zum Abschluß sei noch die Möglichkeit der Erweiterung des Betriebsbereiches durch die Feldschwächung angesprochen, die bei bürstenlosen Gleichstrommotoren mit dem vorgestellten Steuerungskonzept nicht möglich ist.

11 Zusammenfassung

Die vorliegende Arbeit befaßt sich mit Entwurfsverfahren und Betriebsverhalten von permanenterregten Synchron-Servomotoren, die höchsten Ansprüchen bezüglich Dynamik, Drehzahlstellbereich oder Gleichförmigkeit der Drehzahl genügen müssen.

Hinsichtlich Bauform und Magnetwerkstoff erweist sich jene Motorausführung als günstigste, bei der sich Magnete aus Seltenen Erden direkt am Luftspalt befinden. Der tatsächliche Induktionsverlauf an der Ankeroberfläche kann durch Einführung von Korrekturfaktoren, die der gekrümmten Geometrie Rechnung tragen, berücksichtigt werden. Im Mittelpunkt des Motorentwurfs steht die Optimierung der Verluste und der Magnetmasse. Zur Erfassung der Eisensättigung wurde eine einfache Methode entwickelt, mit der die Nutgeometrie so festgelegt wird, daß eine vorgegebene Drehmomentreduzierung beim Spitzenstrom eingehalten werden kann. Die Drehmomentschwankungen sind über eine Schrägung und den Polbedeckungsfaktor zu beeinflussen. Festigkeitsprobleme treten bei der gewählten Rotorkonstruktion nicht auf. Die Maschinenkennwerte hängen von einer Vielzahl von Parametern ab, wie z. B. dem Magnetwerkstoff, dem Drehmoment-Drehzahlniveau, der Anzahl der Wicklungsstränge oder dem Typ der Speiseeinrichtung.

Die Untersuchung der Motorverluste zeigt, daß sich bei rechteckförmigen Induktionsverläufen die Eisenverluste u. U. stark erhöhen können, wogegen die Wirbelstromverluste in den Magneten vernachlässigbar klein bleiben. Die selbstgeköhlten, permanenterregten Synchronmotoren besitzen eine hohe thermische Überlastbarkeit, da nahezu alle Verluste im Stator auftreten. Der Führungs- und Störfrequenzgang des geregelten Antriebs stellt dessen hervorragende dynamische Eigenschaften unter Beweis.

Durch verschiedenartige Maßnahmen können gezielt bestimmte Motorparameter verbessert werden. Die Verringerung der synchronen Induktivität in der Querachse und die Einführung von Dämpferkreisen in Rotor und Stator ist mit einem Gewinn an

Dynamik verbunden. Eine kurze Baulänge und ein geringes Trägheitsmoment lassen sich mit der Scheibenläuferausführung verwirklichen. Hierbei wurde eine Doppelstatorausführung vorgesehen, da mit dieser die Probleme der axialen Zugkräfte und der Wärmeableitung am besten zu lösen waren. Die Rotorscheibe dieses Motors besteht aus kohlefaserverstärktem Kunststoff, in welchen die Magnete vollständig integriert worden sind. Weitere Einsatzmöglichkeiten für permanenterregte Motoren eröffnen sich durch das neuartige Konzept der magnetischen Feldschwächung. Mit einem impulsförmigen Strom in der Längsachse der Maschine werden während des Betriebs die Permanentmagnete irreversibel ummagnetisiert und somit der Erregerfluß geändert. Die höhere Enddrehzahl im Feldschwächbereich ermöglicht vor allem bei größeren Positioniervorgängen erhebliche Zeitgewinne. Weitere Varianten von permanenterregten Servomotoren sind der nutenlose Motor und der bürstenlose Gleichstrommotor.

Für die praktische Erprobung wurden mehrere Prototypen von Synchronmotoren gebaut. Die experimentellen Untersuchungen bestätigen im wesentlichen die dem Entwurf zugrundeliegenden Annahmen. Sie zeigen außerdem, daß mit dem permanenterregten Synchron-Servomotor auch höchste Anforderungen erfüllt werden können.

12 Literaturverzeichnis

- /1/ Boehringer, A. et al.: Entwicklung eines drehzahlgesteuerten Asynchronmaschinenantriebs für Werkzeugmaschinen. wt - Z. ind. Fert. 69(1979) S. 463 - 473
- /2/ Kaufmann, G., Garces, L. und Gallagher, G.: High-Performance Servo Drives for Machine-Tool Applications Using AC Motors. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting 1982, San Francisco, p. 604 - 609
- /3/ Grotstollen, H. und Pfaff, G.: Bürstenloser Drehstrom-Servoantrieb mit Erregung durch Dauermagnete. etz 100 (1979) S. 1382 - 1386
- /4/ N. N.: Permanentmagnet-Drehstrom-Servoantriebe. Druckschrift ID 29830 der Fa. Indramat, Lohr 1979
- /5/ Nashiki, M. und Dote, Y.: High Performance Current-Controlled PWM Transistor Inverter-Fed Brushless Servomotor. Int. Semicond. Power Conv. Conf., Orlando 1982, Proc. p. 349 - 355
- /6/ Grotstollen, H.: Die Einführung der Drehstromtechnik bei elektrischen Servoantrieben. Habil. Universität Erlangen-Nürnberg 1982
- /7/ Demerdash, N. et al.: Comparison between Features and Performance Characteristics of Fifteen HP Samarium Cobalt and Ferrite Based Brushless DC Motors Operated by Same Power Conditioner. IEEE Trans. PAS - 102(1983) p. 104 - 111
- /8/ Gierse, H.: Hochdynamische Vorschubantriebe für Werkzeugmaschinen: Entwicklungsstand und Tendenz. Maschinenmarkt 89(1983) S. 43 - 45
- /9/ Groß, H.: Elektrische Vorschubantriebe für Werkzeugmaschinen. Siemens AG, Erlangen, Stuttgart 1981

- /10/ Böbel, K.-H.: Rechnergestützte Auslegung von Vorschubantrieben. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg, New York 1979
- /11/ Gevatter, H.-J. und Bruchmann, K.: Kennwerte für die Auslegung von Gleichstrom-Servomotoren für Nachlaufregelungen. Regelungstechnische Praxis 21(1979) S. 222 - 227
- /12/ Scharnweber, P.: Aufbau und Betriebsverhalten der Drehzahlregelung für die Antriebe des 3,6-m-Teleskopes der Europäischen Südsternwarte. Regelungstechnische Praxis 22(1980) S. 189 - 195
- /13/ N. N.: Permanentmagnete. Handbuch der Fa. Valvo, Hamburg 1978
- /14/ Weinmann, D.: Recoma - Neue Maßstäbe für Dauermagnetanwendungen. Brown Boveri Mitt. 66(1979) S. 20 - 29
- /15/ Ohtani, T. et al.: Magnetic Properties of Mn-Al-C Permanent Magnet Alloys. IEEE Trans. MAG - 13(1977) p. 1328 - 1330
- /16/ Rahman, M.: Permanent Magnet Synchronous Motors - A Review of the State of Design. Int. Conf. El. Mach., Athen (1980), Proc. part 1, p. 312 - 319
- /17/ N. N.: Hitachi Magnetische Werkstoffe. Katalog No. HE - B 46 der Fa. Hitachi Metals, Tokyo 1981
- /18/ N.N.: Dauermagnetische Werkstoffe. Druckschrift 1141/21 der Firma Thyssen Edelstahlwerke AG, Dortmund 1981
- /19/ N. N.: Vacomax: Dauermagnete auf der Basis SECo. Druckschrift der Fa. Vakuumschmelze GmbH, Hanau 1980
- /20/ Davat, B., Rezine, H. und Lajoie-Mazenc, M.: Eddy Currents in Solid Rotor Permanent Magnet Synchronous Motors Fed by Voltage Inverter. El. Mach. and Electromech. 7(1982) p. 115 - 124

- /21/ Weschta, A.: Die Bemessung eines permanenterregten Synchronmotors. Diplomarbeit am Lehrstuhl für Elektrische Antriebe und Steuerungen, Universität Erlangen-Nürnberg 1978
- /22/ Volkrodt, W.: Ferritmagneterregung bei größeren elektrischen Maschinen. Siemens-Zeitschrift 49(1975) S. 368 - 374
- /23/ Honsinger, V.: The Fields and Parameters of Interior Type AC Permanent Magnet Machines. IEEE Trans. PAS - 101 (1982) p. 867 - 876
- /24/ Wick, A.: Synchroner Drehstrom-Servoantrieb mit Transistor-Pulsumrichter. Diss. Universität Erlangen-Nürnberg 1982
- /25/ Koch, J. und Ruschmeyer, K.: Permanentmagnete I (Grundlagen). Valvo, Hamburg 1967
- /26/ Boules, N. und Weh, H.: Field Analysis for a High-Power, High-Speed Permanent Magnet Synchronous Machine of the Disc Construction Type. El. Mach. and Electromech. 5(1980) p. 25 - 37
- /27/ Timerschin, F. und Bunzel, E.: Berechnung der Felder von permanentmagneterregten elektrischen Maschinen. Elektrie 36(1982) S. 427 - 431
- /28/ Grotstollen, H., Kovács, K. P. und Weschta, A.: Design of a Permanent Magnet Brushless Servo-Motor. Int. Conf. Perm. Mag. El. Mach., Katowice (Poland), 1979, Elektryka 21(1980) p. 35 - 47
- /29/ Böning, W.: Hütte, Elektrische Energietechnik, Band 1 Maschinen. 29. Auflage, Springer-Verlag, Berlin 1978
- /30/ Weschta, A.: Pendelmomente von permanenterregten Synchron-Servomotoren. etzArchiv 5(1983) S. 141 - 144

- /31/ Schuisky, W.: Induktionsmaschinen. Springer-Verlag, Wien 1957
- /32/ Richter, R.: Elektrische Maschinen, Erster Band. 3. Auflage, Birkhäuser Verlag, Basel, Stuttgart 1967
- /33/ Richter, R.: Elektrische Maschinen, Zweiter Band. 3. Auflage, Birkhäuser Verlag, Basel, Stuttgart 1963
- /34/ VDE 0530: Bestimmungen für umlaufende elektrische Maschinen, Teil 1: Allgemeines
- /35/ N. N.: Scotch-Weld Konstruktionsklebstoffe. Technische Information der Fa. 3M Deutschland, Ausgabe Mai 1976
- /36/ Plaschke, F.-B.: Glasfaser - Polyester Kunststoffe. 2. Auflage, Voss, Uetersen, 1979
- /37/ Kovács, K. P. und Rács, I.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Band I und II. Verl. d. Ungar. Akad. d. Wissensch., Budapest 1959
- /38/ Boules, N., Canders, W.-R. und Weh, H.: Analytische Bestimmung des Nutungseinflusses auf die Feldverteilung und die Wirbelstromverluste in dauermagneterregten Synchronmaschinen. Archiv für Elektrotechnik 62(1980) S. 283 - 293
- /39/ Ollendorff, F.: Berechnung magnetischer Felder. Springer-Verlag, Wien 1952
- /40/ Unbehauen, R.: Theoretische Elektrotechnik. Vorlesungsskriptum, Universität Erlangen-Nürnberg, 1975
- /41/ Hak, J.: Der Luftspalt-Wärmewiderstand einer elektrischen Maschine. Archiv für Elektrotechnik 42(1956) S. 257 - 272
- /42/ N. N.: Regelbare Antriebe für Werkzeugmaschinen. Katalog DA 35, 1981 der Fa. Siemens AG
- /43/ N. N.: Gleichstromantriebe und Zubehör. Ausgabe A, 1982. Druckschrift der Fa. Mattke, Freiburg

- /44/ N. N.: Grundsätzliches über die Auswahl von Torque Motoren und Tachogeneratoren. Druckschrift IM 76 SP-03 der Fa. Inland Motor Division. Radford, Va. USA
- /45/ N. N.: Peerless Electric Motors General Catalog. Druckschrift No. 60-000/2 der Fa. Porter, New York 1975
- /46/ Weschta, A.: Damper Windings of a Permanent Magnet Synchronous Servo-Motor. Int. Conf. El. Mach., Budapest 1982, Proc. part 2, p. 636 - 640
- /47/ N. N.: Corovac: Weichmagnetische Pulververbundwerkstoffe für Kerne und Formteile. Druckschrift der Fa. Vacuum-schmelze GmbH, Hanau 1981
- /48/ N. N.: Werkzeugharze: Araldit LW 561 - Härter HY 561. Datenblatt der Fa. Ciba-Geigy, 1981
- /49/ Hagen, H.: Glasfaserverstärkte Kunststoffe. 2. Auflage, Springer-Verlag, München 1961
- /50/ Canders, W.-R., Wahlen, H.-J. und Weh, H.: Auslegung von Scheibenrotoren für hochtourige Synchronmaschinen mit Permanentmagnetenerregung. E und M 100(1983) S. 35 - 42
- /51/ N. N.: Röchling-Durostone. Datenblatt der Fa. Röchling Haren KG, Haren 1979
- /52/ N. N.: Sigratex. Bänder und Gewebe aus Carbon-Fasern. Datenblatt der Fa. Sigri Elektrographit GmbH, Augsburg
- /53/ Lindner, J.: Ein elektronisch kommutierter Scheibenläufermotor mit Cobalt-Samarium-Magneten. Feinwerktechnik und Meßtechnik 88(1980) S. 167 - 172
- /54/ Lipo, T. und Wang, F.: Design and Performance of a Converter Optimized AC Machine. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting 1982, San Francisco, p. 491 - 499
- /55/ Baum, E.: Drehmomentpulsation des Elektronikmotors. Elektr. 36(1982) S. 22 - 23

- /56/ Zimmermann, P.: Electronically Commutated DC Feed Drives for Machine Tools. Motorcon, Genf 1982, Proc. p. 69 - 86
- /57/ Brissoneau, P., Brugel, L. und Ooi, B. T.: Optimal Winding Design of a Permanent Magnet Motor for Self-Controlled Inverter Operation. El. Mach. and Electro-mech. 6(1981) p. 381 - 389
- /58/ N. N.: Kollektorloser Gleichstrommotor. Offenlegungsschrift 28 34 523 des Deutschen Patentamts. Fa. Indramat, 1980
- /59/ Schüler, K. und Brinkmann, K.: Dauermagnete. Springer-Verlag, Dortmund, Frankfurt 1970
- /60/ DIN 40 121: Formelzeichen für den Elektromaschinenbau. Ausgabe Febr. 1978

A1 Daten der ausgeführten Synchron-Servomotoren

A1.1 Übersicht

	Motor				
	1	2	3	4	5
Bauform	schlank	schlank	schlank	kurz ¹⁾	schlank
Flußführung	radial	radial	radial	axial	radial
Drehmoment/ Drehzahl- niveau	hoch/ niedrig	hoch/ niedrig	hoch/ niedrig	niedrig/ hoch	hoch/ niedrig
Stator:					
Kühlung	Fremd- lüfter	Selbst- kühlung	Selbst- kühlung	Selbst- kühlung	Stator von Motor 1
Wicklung	Sonder- wick- lung	unge- sehnte/ gesehnte Aus- führung	unge- sehnte Ausführung Dämpfer- wicklung in Nuten	unge- sehnte Ausführung	
Rotor:					
Aufbau	Massiver Rotor- körper	Rotor von Motor 1	Rotor mit abgesenk- ten Pol- lücken und Dämpfer- käfig	Rotorkörper aus faser- verstärktem Kunststoff	Massiver Rotor- körper
Magnet- werk- stoff	Sama- rium- Kobalt		Samarium- Kobalt	Samarium- Kobalt	AlNiCo und Ferrit

1) Scheibenläuferbauweise mit Doppelstator und Mittelrotor

A1.2 Betriebsdaten

		Motor				
		1	2 ¹⁾	3	4	5 ²⁾
Dauerdrehmoment im Stillstand	M_0/Nm	56	47/ 45	62	15	37
Dauerdrehmoment bei Nenndrehzahl	M_N/Nm	54	45/ 43	56	8,5	36
Max. Drehmoment	M_{max}/Nm	285	280/ 280	295	46	100
Nenndrehzahl	$n_N/\frac{\text{U}}{\text{min}}$	500	500	500	3000	500
Max. Drehzahl	$n_{\text{max}}/\frac{\text{U}}{\text{min}}$	1500	1500	1500	6000	3500
Nennstrom	I_N/A	13	11	12	13	13
Max. Strom	I_{max}/A	77	77/ 80	70	70	36 ⁴⁾
Nennspannung	U_N/V	170	155/ 150	170	150	130
Stat. Drehmoment ³⁾	M_R/Nm	0,9	0,9	1,3	0,4	0,6
Dämpfungs-drehmoment ³⁾	$k_D/10^{-3}\text{Nms}$	8,3	8,3	8,7	1,2	4,2
Drehmomentwelligkeit	$\frac{\hat{M}}{M}/\%$	<0,5	4/ <0,3	3	8	<0,3
Winkelbeschleunigung	α/s^{-2}	10600	10400	9800	10000	4500
Luftspaltinduktion	B_δ/T	0,48	0,48	0,60	0,61	0,5/ 0,2 ⁵⁾
Strombelag	$A_{\text{eff}}/\frac{\text{A}}{\text{cm}}$	330	260	320	200	330
Stromdichte	$S/\frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$	6,9	5,5	4,6	2,8	6,9

Die thermischen Grenzwerte beziehen sich auf eine Umgebungstemperatur von 40 °C sowie eine Grenztemperatur der Wicklung von 155 °C (Isolierstoffklasse F). Wird nur eine Gehäusetemperatur von 95 °C zugelassen, sind die Werte auf 75 % zu reduzieren.

- 1) Wicklungsausführung: ohne Sehnung/mit Sehnung $W/\tau = 5/6$.
- 2) Die Zahlenwerte gelten für die aufmagnetisierte Maschine.
- 3) Die Motorverluste berechnen sich zu

$$P_V = \omega_m (M_R + \omega_m k_D) + P_{V,\text{Cu}} + P_{V,Z}.$$

- 4) Drehmomentbildender Strom; der Strom zum Aufmagnetisieren beträgt 60 A.
- 5) Induktion der aufmagnetisierten Maschine im Bereich verschiedener Magnetwerkstoffe: AlNiCo/Ferrit.

A1.3 Maschinenparameter

		Motor				
		1	2 ¹⁾	3 ²⁾	4 ³⁾	5 ⁴⁾
Statorwiderstand	R_1/Ω	1,05	0,98	0,76	0,14	1,05
Synchrone Induktiv.						
Längsachse	L_d/mH	10,4	10,7/ 9,8	15,4	2,1	10,9
Querachse	L_q/mH	10,4	10,7/ 9,8	11,9	2,1	10,0
Streuinduktivität	L_{σ}/mH	4,6	4,7/ 4,2	6,8	0,65	4,6
Drehmomentkonstante	$K_M \frac{\text{Nm}}{\text{A}}$	4,21	4,13/ 3,99	4,67	0,75	2,8/ 1,2
Spannungskonstante	K_E/Vs	8,81	8,66/ 8,36	9,78	1,57	5,9/ 2,5
Trägheitsmoment	$\theta/\text{kg m}^2$	0,027	0,027	0,030	0,0046	0,022
Mech. Zeitkonstante	$T_{\text{mech}}/\text{ms}$	4,8	4,7/ 5,0	3,1	3,4	11,1/ 43,1
El. Zeitkonstante ⁵⁾	T_{el}/ms	9,9	10,9/ 10,0	15, -	15,0	9,5

Alle Parameter gelten für die ungesättigte Maschine und beziehen sich auf eine Umgebungstemperatur von 20 °C.

- 1) Wicklungsausführung: ohne Sehnung/mit Sehnung $W/\tau = 5/6$.
- 2) Die Parameter der Dämpferwicklung sind in Kap. 7 angegeben.
- 3) Verdrehung der beiden Statoren um 6,3 ° mechanisch.
- 4) Magnetisierungszustand: nach dynamischer Aufmagnetisierung bei $n = 500 \text{ U/min}$ und $i_{d,\text{mag}} = 85 \text{ A}$ /nach dynamischer Entmagnetisierung bei $n = 1000 \text{ U/min}$ und $i_{d,\text{ent}} = -40 \text{ A}$.
- 5) Elektrische Zeitkonstante: $T_{\text{el}} = L_q/R_1$.

A1.4 Entwurfsdaten

		Motor				
		1	2 ¹⁾	3	4	5
Bohrungsdurchmesser	D/mm	103	103	103	115/2) 185	103
aktive Eisenlänge	l/mm	325	325	325	35 ³⁾	325
Polpaarzahl	p	4	4	4	3	4
Nutenzahl	N	48	48	48	36	48
Windungszahl	w	136	128	144	120	136
Wicklungsfaktor	ξ_1	0,880	0,955 0,922	0,955	0,942	0,880
Anz. d. paral. Leiter	a	4	5	6	3	4
Drahtquerschnitt	A_{Cu}/mm^2	0,47	0,40	0,44	1,54	0,47
Außen-Ø Blechpaket	D_a/mm	165	165	192	-	165
Jochhöhe	h_j/mm	10,9	10,9	17,5	20,0	10,9
Zahnbreite	b_z/mm	3,1	3,1	3,0	6,1	3,1
Nuttiefe	h_n/mm	19,0	19,0	26,2	18,0	19,0
Nut Schlitzbreite	b_s/mm	2,0	2,0	2,6	1,2	2,0
Zahnkopfhöhe	h_k/mm	1,1	1,1	0,8	1,0	1,1
Luftspalt	δ/mm	2,6	2,6	0,7	2,0,7 ⁴⁾	1,0
Polbedeckung	α	0,67	0,67	0,46	0,63	0,75
Magnethöhe	h_M/mm	4,0	4,0	3,5	5,2	15
Magnetmasse	m_M/kg	2,0	2,0	1,4	0,45	6,6 ⁵⁾
Gesamter Motordurchm.	D_{ges}/mm	200	195	225	300	200
Gesamte Motorlänge	l_{ges}/mm	500	450	460	140	500

1) Wicklungsausführung: ohne Sehnung/mit Sehnung $W/\tau = 5/6$.

2) Innen-/Außendurchmesser.

3) Halbe Differenz von Außen- und Innendurchmesser.

4) Nur mechanischer Luftspalt; mit der Dicke der Rotorscheibe von 6,2 mm abzüglich der Magnethöhe ergibt sich ein magnetisch wirksamer Luftspalt von 2·1,2 mm.

5) Anteil Ferrit: 49 %; Anteil AlNiCo: 51 %.

A2 Kennwerte des Transistor-Umrichters

Phasenzahl	m	3
Zwischenkreisspannung	U_Z	300 V
Strangspannung (Sinus)	U_1	110 V _{eff}
max. Dauerstrom	$I_{U,N}$	60 A _{eff}
max. Impulsstrom	$I_{U,max}$	70 A _{eff}
max. Taktfrequenz	f_T	15 kHz

A3 Analytische Feldberechnung

Die verwendete Methode ist in /26/ für lineare Anordnungen beschrieben und soll hier auf die gekrümmte Geometrie nach Bild A3.1 übertragen werden. Ausgangspunkt sind zwei Teilbereiche, die durch eine Fläche mit dem differentiellen Strombelag dA getrennt sind. dA wird in eine Fourierreihe entwickelt, und die Koeffizienten lassen sich aus den fiktiven Magnetisierungsströmen des homogen magnetisierten Permanentmagneten zu

$$dA_v = \frac{4 \mu_0 B_p}{\pi \varphi} \sin(v \alpha \pi/2) d\varphi$$

bestimmen. Für das Innere der beiden Teilbereiche sind die Maxwell'schen Gleichungen in der Form

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \vec{B} &= 0 \\ \operatorname{rot} \vec{H} &= 0 \end{aligned}$$

gültig, so daß die magnetische Feldstärke durch ein skalares Potential Φ gemäß

$$\vec{H} = - \operatorname{grad} \Phi$$

ausgedrückt werden kann. Die werkstoffbeschreibende Gleichung

$$\vec{B} = \mu \vec{H}$$

führt schließlich zur bekannten LAPLACE'schen Differentialgleichung in Polarkoordinaten (r, φ)

$$\frac{\mu_r}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \Phi}{\partial r} \right) + \frac{\mu_\varphi}{r^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial \varphi^2} = 0.$$

Für den Luftspalt- und Magnetbereich werden die richtungsabhängigen Permeabilitäten μ_r und μ_φ zu μ_0 gesetzt. Der Lösungsansatz

$$\Phi = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^p} \left(a_v r^{vp} + b_v r^{-vp} \right) \cos(vp\varphi)$$

enthält die unbekannten Koeffizienten a_v und b_v . Sie können mit Hilfe der Stetigkeitsforderungen für B und H bestimmt werden. Diese Randbedingungen lauten in differentieller Form

$$\begin{aligned} dH_\varphi^{(1)}(r = R_1, \varphi) &= 0 \\ dB_r^{(1)}(r = \varphi, \varphi) &= dB_r^{(2)}(r = \varphi, \varphi) \\ dH_\varphi^{(1)}(r = \varphi, \varphi) &= dH_\varphi^{(2)}(r = \varphi, \varphi) + dA(\varphi, \varphi) \\ dH_\varphi^{(2)}(r = R_2, \varphi) &= 0, \end{aligned}$$

wobei der Index $(*)$ den jeweiligen Teilbereich kennzeichnet. Aus der differentiellen Induktion $dB_r^{(1)}$ kann schließlich durch eine Integration über die Magnethöhe die gesuchte Normalkompo-

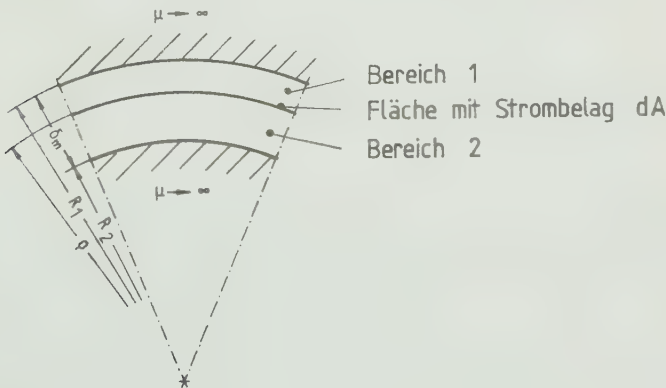


Bild A3.1 Geometrie des Luftspalts

nente der Induktion am Bohrungsumfang gemäß

$$B = \int_{R_2}^{R_2+h_M} \left(\frac{dB_r^{(1)}(r = R_1, \varphi, \varphi)}{d\varphi} \right) d\varphi$$

bestimmt werden. Es ergibt sich für die Koeffizienten der Reihenentwicklung

$$\hat{B}_v = \frac{4 R_2}{\pi R_1} \frac{p B_p \sin(v \alpha \pi / 2)}{(R_1/R_2)^{vp} - (R_2/R_1)^{vp}} \cdot \left[\frac{(1+h_M/R_2)^{(1+vp)} - 1}{1 + vp} + \frac{(1+h_M/R_2)^{(1-vp)} - 1}{1 - vp} \right]. \quad (A3.1)$$

Beim Grenzübergang $R_1 \rightarrow \infty$ und $R_1 = R_2 + \delta + h_M$ erhält man das für lineare Anordnungen bekannte Ergebnis /27/

$$\hat{B}_v = \frac{4}{v\pi} \frac{\sinh(v\pi h_M/\tau)}{\sinh(v\pi(\delta+h_M)/\tau)} B_p \sin(v\alpha\pi/2). \quad (A3.2)$$

Ergänzt sei schließlich noch diejenige Induktion, die sich bei fehlender Permanenterregung und einer sinusförmig verteilten Ankerdurchflutung einstellt. Die Berechnung erfolgt nach dem gleichen Schema und ergibt für die Koeffizienten

$$\hat{B}_v = \frac{6\sqrt{2} \mu_0}{\pi D} \xi_1 w I \frac{(R_1/R_2)^{2pv+1}}{(R_1/R_2)^{2pv}-1}. \quad (A3.3)$$

A4 Berechnung des Drehmoments unter Berücksichtigung der Eisensättigung

Die analytische Berechnung der Luftspaltinduktion, über die das Drehmoment ermittelt wird, kann nur mit weitgehenden Vereinfachungen durchgeführt werden. So wird ein radialer Feldverlauf im Luftspalt vorausgesetzt. Die Eisensättigung wird nur in den Statorzähnen, die eine konstante Breite b_z aufweisen sollen, über die magnetische Kennlinie nach Gl. (3.16) berücksichtigt. Ferner wird die bei hohen Zahninduktionen auftretende Entlastung des Eisens durch den Nutlängsfluß vernachlässigt.

Die Einbeziehung des Nutstreufflusses ist bei permanenterregten Motoren ratsam, da Nutstreufuß und Hauptfluß beim maximalen Strom in der gleichen Größenordnung liegen. Um jedoch eine Ortsabhängigkeit der Zahninduktion in radialer Richtung zu vermeiden, wird lediglich der Streufuß im Bereich des Zahnkopfes betrachtet. Ferner soll die Ankerrückwirkung nur durch ihre Grundwelle berücksichtigt werden.

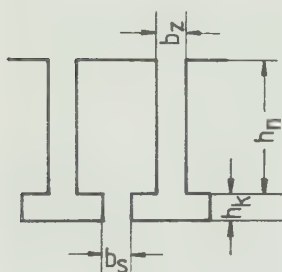


Bild A4.1 Nutgeometrie

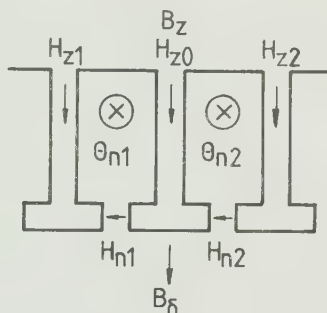


Bild A4.2 Berücksichtigung der Nutstreuung

Für die Erfassung der Nutstreuung wird eine Geometrie nach Bild A4.1 zugrunde gelegt. Die Anwendung des Durchflutungsgesetzes auf zwei benachbarte Nuten nach Bild A4.2 und die Quellenfreiheit des B-Feldes führt auf die Beziehung

$$B_Z \cdot k_{Fe} \cdot l \cdot b_Z = B_0 \cdot l \cdot \tau_n + \mu_0 \cdot l \cdot (h_K/b_S) \cdot [\theta_{n1} - \theta_{n2} + h_n (H_{Z1} - 2 H_{Z0} + H_{Z2})] ,$$

die einen Zusammenhang zwischen Zahn- und Luftspaltinduktion herstellt. Für die weitere Betrachtung wird der Klammerausdruck $(H_{Z1} - 2 H_{Z0} + H_{Z2})$ vernachlässigt, da die übrigen Terme i. a. dominieren und außerdem erst hierdurch die analytische Lösung ermöglicht wird. Die Zulässigkeit dieser Vereinfachung leuchtet bei schwach gesättigten Maschinen sofort ein; bei stärker gesättigten Motoren soll eine meßtechnische Überprüfung erfolgen (vgl. Kap. 4.3). Die noch unbekannten Nutdurch-

flutungen werden über den Strombelag berechnet. Man erhält schließlich

$$B_Z k_{Fe} b_Z = B_0 r_n + \frac{2I}{\pi} \mu_0 \hat{A}_1 (h_k/b_s) (1 - \cos(\frac{\pi}{mq})) \sin\varphi,$$

mit

$$A_1 = \frac{2\sqrt{2} m}{\pi} \frac{\xi_1 w}{D} I_1,$$

wobei φ den in Bild A4.3 eingezeichneten Bezugswinkel darstellt. Der Wicklungsfaktor ξ_1 soll eine mögliche Schrägung nicht berücksichtigen.

Im folgenden wird angenommen, daß durch die Nutung keine Unstetigkeiten im Induktionsverlauf von B_0 entstehen und daß unter Beibehaltung der Flußkonstanz die Zahninduktion B_Z über den gesamten Bereich der Nutteilung definiert sei und keine nutbedingten Unstetigkeiten aufweise. Somit ist es möglich, die Zahninduktion als stetige Funktion des Winkels φ zu interpretieren, welche mit der Luftspaltinduktion an der gleichen Stelle φ über obige Gleichung zusammenhängt.

Eine Drehung des Stromraumzeigers aus der Querachse soll gemäß Bild A4.3 durch den Winkel ϵ gekennzeichnet werden, wobei positive ϵ eine Feldverstärkung ($i_d > 0$) bedeuten. Zur

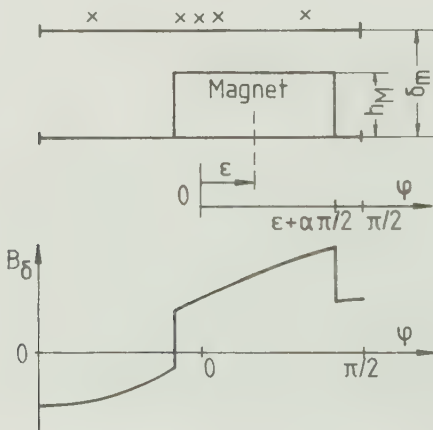


Bild A4.3

Geometrie und
Luftspaltinduktion

Verdeutlichung wurde in dieses Bild der Verlauf der Luftspaltinduktion B_δ eingezeichnet, welcher sich bei Vernachlässigung der Sättigung ergeben würde. Die Anwendung des Durchflutungs-gesetzes auf den Bereich einer Polteilung sowie die Ausnutzung der Symmetrieeigenschaften führt auf die Gleichung

$$B_\delta \delta_m + \mu_0 H_Z h_n = B_p h_M / \mu_p + \mu_0 \frac{\tau}{\pi} \hat{A}_1 \sin \varphi ,$$

wobei der Term $B_p h_M / \mu_p$ im Bereich der Pollücke entfällt. Die unbekannte Luftspaltinduktion kann nun mit Hilfe der letzten Gleichungen und der Magnetisierungskennlinie berechnet werden zu

$$B_\delta(\varphi) = \frac{a_1 + a_3 \sin \varphi - \sqrt{(a_2 + a_4 \sin \varphi)^2 + a_5}}{a_6}$$

mit

$$a_1 = \mu_r \delta_m + \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} (h_n + \mu_r B_p h_M / (\mu_p B_S))$$

$$a_2 = -\mu_r \delta_m + \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} (h_n + \mu_r B_p h_M / (\mu_p B_S))$$

$$a_3 = \frac{\mu_0 \mu_r \hat{A}_1}{B_S} \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} \left(1 - \frac{2h_k \delta_m}{b_s \tau_n} (1 - \cos(\frac{\pi}{mq})) \right) \frac{\tau}{\pi}$$

$$a_4 = \frac{\mu_0 \mu_r \hat{A}_1}{B_S} \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} \left(1 + \frac{2h_k \delta_m}{b_s \tau_n} (1 + \cos(\frac{\pi}{mq})) \right) \frac{\tau}{\pi}$$

$$a_5 = 4 \mu_r \delta_m h_n \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}}$$

$$a_6 = \frac{2 \mu_r}{B_S} \frac{\tau_n}{b_z} \frac{1}{k_{Fe}} \delta_m$$

und

$$B_p = \begin{cases} B_p \neq 0, & \text{falls } (\epsilon - \alpha\pi/2) < \varphi < (\epsilon + \alpha\pi/2) \\ 0, & \text{falls } (\epsilon + \alpha\pi/2) < \varphi < (\epsilon - \alpha\pi/2 + \pi) . \end{cases}$$

Die Ermittlung des Drehmomentes erfolgt über die Integration von Strombelag und Induktion und führt auf

$$M = \frac{1}{2} D^2 \int_{\epsilon - \alpha\pi/2}^{\epsilon - \alpha\pi/2 + \pi} \hat{A}_1 B_6(\psi) \cos\psi \, d\psi .$$

Das auftretende Integral kann noch geschlossen gelöst werden gemäß

$$\int B_6(\psi) \cos\psi \, d\psi = \frac{a_1}{a_6} \sin\psi + \frac{a_3}{2a_6} \sin^2\psi + \frac{1}{2a_6a_4} (z\sqrt{z^2+a_5} + a_5 \ln(z+\sqrt{z^2+a_5}))$$

mit

$$z = a_2 + a_4 \sin\psi ,$$

wobei die Auswertung für den Magnetpol und die Pollücke getrennt vorzunehmen ist. Eine Schrägung von Stator und Rotor um den elektrischen Winkel β wird näherungsweise durch

$$M_{\text{schr}}(\epsilon) \approx \frac{1}{6} (M(\epsilon - \beta/2) + 4 M(\epsilon) + M(\epsilon + \beta/2))$$

berücksichtigt.

Die aufgezeigte Vorgehensweise ermöglicht eine einfache und schnelle Berechnung des Drehmomentes unter Einbeziehung der Eisensättigung. Die meßtechnische Überprüfung der getroffenen Annahmen und Vereinfachungen wurde anhand der realisierten Prototypen durchgeführt und in Kap. 4.3 beschrieben. An dieser Stelle sei nur angemerkt, daß die Genauigkeit des Verfahrens durchaus zufriedenstellend ist.

A5 Verzeichnis der wichtigsten verwendeten Formelzeichen

Indizes

a, b, c	Wicklungsstrang a, b, c
Cu	Kupfer
d, D	Längsachse
Fe	Eisen
G	Gehäuse
h	Haupt-
j	Joch
m	magnetisch, mechanisch
max	Maximalwert
min	Minimalwert
M	Magnetwerkstoff
n	Nut
N	Nennwert
opt, opt	optimierter Wert
q, Q	Querachse
R	Rotor, Reibung
sat	gesättigt
schr	geschrägt
th	thermisch
v	Verlust
V	Ventil
w	Führungsverhalten, Sollwert
W	Wirbelstrom
z	Zahn, Störverhalten
Z	Zusatz
δ	Luftspalt
v	Ordnungszahl
σ	Streuung
1	Stator, Grundwelle
2	Rotor

Mathematische Zeichen

$\wedge$	Scheitelwert
$-$	Mittelwert
$\cdot$	zeitliche Ableitung
$'$	auf die Statorseite umgerechnete Größe
$\rightarrow$	Raumzeiger

Größen

A	Oberfläche, Strombelag
b	Breite
b_s	Nutslitzbreite
b_z	Zahnbreite
B	Induktion
B_j	Jochinduktion
B_M	Magnetinduktion
B_p	Permanenzinduktion
B_r	Remanenzinduktion
B_s	Sättigungsinduktion
B_{y_0}	Normalinduktion im Luftspalt über der Nutmitte
B_z	Zahninduktion
B_δ	Luftspaltinduktion
B_o	Induktionskoeffizient
C	Esson'sche Ausnutzungszahl
C_j, C_z	Konstanten zur Berechnung der Eisenverluste
D	Bohrungsdurchmesser
D_a	Außendurchmesser
D_i	Innendurchmesser
f	elektrische Frequenz
f_T	Taktfrequenz
f_W	Konstante zur Berechnung der Wirbelstromverluste im Magnetwerkstoff
F	Übertragungsfunktion
h	Höhe
h_{Cu}	Höhe aller Kupferleiter
h_G	Gehäusehöhe

h_k	Zahnkopfhöhe
h_j	Jochhöhe
h_M	Magnethöhe
h_n	Nuthöhe
h_p	Polschuhhöhe
H	magnetische Feldstärke (Indizes siehe bei B)
B^H_c	Koerzitivfeldstärke für $B = 0$
i	Strom (Momentanwert)
i_n	Strom in der Nutdämpferwicklung
i_σ	Magnetisierungsstrom der Nutdämpferwicklung
I	Strom (Effektivwert)
I_{ko}	Strom zur Kompensation der Grundwelle des Erregerfeldes
k_{aq}	Feldminderungsfaktor des Querfeldes
k_c	Carter'scher Faktor
k_{Cu}	Kupferfüllfaktor
k_{Fe}	Eisenfüllfaktor
k_H	Konstante für die Hystereseverluste des Eisens
k_L	Induktivitätsfaktor
k_n	Nutfüllfaktor
k_S	Sättigungsgrad (Eisensättigung der Zähne)
k_W	Konstante für die Wirbelstromverluste des Eisens
k_Z	Zuschlagsfaktor für die Wirbelstromverluste des Eisens
k_σ	Grundwellenminderungsfaktor
K_E	Spannungskonstante
K_M	Drehmomentkonstante
$K_{M, \theta U}$	Drehmomentkonstante bei der Temperatur θ_U
K_p	Proportionalverstärkung des Drehzahlreglers
K_v	Proportionalverstärkung des Lagereglers
l	aktive Eisenlänge
l_a	Abstand des Wickelkopfs vom Gehäuse
l_s	Wickelkopflänge
L	Induktivität
$L_{\sigma no}$	Bezugswert der Nutstreuinduktivität
m	Phasenzahl, Gegeninduktivität
m_{Fe}	Masse des Eisens
m_M	Masse aller Magnete

m_{Mo}	Bezugsmasse der Magnete
M	Drehmoment
M_L	Lastdrehmoment
M_O	Stillstandsrehmoment
n	Drehzahl
N	Nutenzahl
p	Polpaarzahl
P	Leistung
$P_{i,mot}$	ideelle Motorleistung
P_v	Verlustleistung
$P_{v,n}$	Ohm'sche Verluste in der Nutdämpferwicklung
P_V	gesamte Ventilleistung
P_δ	Luftspaltleistung
q	Lochzahl (Nuten pro Pol und Strang)
Q	Nuten pro Pol
r	Ortskoordinate
$r_{n,\square}$	Ohm'scher Widerstand pro Flächeneinheit
R	Widerstand
R_n	Widerstand der Nutdämpferwicklung
R_1	Statorwiderstand, Bohrungsradius des Stators
R_1, ϑ_U	Statorwiderstand bei der Temperatur ϑ_U
R_2	Außenradius des Rotorjoches
s	Schlankheitsgrad (Verhältnis von Eisenlänge zu Bohrungsdurchmesser)
S_z	Stromdichte (z-Komponente)
t	Zeit
T_{el}	elektrische Zeitkonstante (Querachse)
T_{mech}	mechanische Zeitkonstante
T_N	Nachstellzeit des Drehzahlreglers
$T_{\sigma n}$	Eigenzeitkonstante der Nutdämpferwicklung
T_O	Bezugszeitkonstante
u	Spannung (Momentanwert)
u_O	Bezugsspannung
$\ddot{u}_I$	Stromüberlastbarkeit
U	Spannung (Effektivwert)
U_z	Zwischenkreisspannung
w	Windungszahl pro Strang
W	Spulenweite

x	Ortskoordinate
y	Ortskoordinate
y_0	Eindringtiefe
z	Leiter pro Nut, Ortskoordinate
α	Polbedeckungsfaktor, Temperaturkoeffizient, Wärmeübergangskoeffizient
α_{Br}	Temperaturkoeffizient der Remanenzinduktion
α_{Cu}	Temperaturkoeffizient von Kupfer
α_0	Wärmeübergangskoeffizient bei glatter Oberfläche und natürlicher Konvektion und Strahlung
β	Oberflächenvergrößerung durch Kühlrippen
γ	Verhältnis von Bohrungsdurchmesser zu Nuthöhe, elektrischer Verdrehwinkel der Statoren (Motor 4)
δ	Luftspalt
$\Delta\theta$	Übertemperatur
ε	Winkel zwischen dem Raumzeiger des Statorstroms und der Querachse der Maschine, Materialkonstante
η	Wirkungsgrad
ϑ	Temperatur
ϑ_U	Umgebungstemperatur
θ	elektrische Durchflutung, Massenträgheitsmoment
θ_n	elektrische Durchflutung einer Nut
κ	elektrische Leitfähigkeit
λ	Verhältnis der Eisenverluste im Statorjoch zu den Eisenverlusten in den Statorzähnen
Λ	Wärmeleitwert
μ_p	permanente Permeabilität (Magnetwerkstoff)
μ_r	relative Permeabilität (Weicheisen)
μ_0	magnetische Feldkonstante
ξ	Wicklungsfaktor
ξ_s	Sehnungsfaktor
ξ_D	zusätzlicher Wicklungsfaktor der Doppelstatormaschine
φ	Ortskoordinate, spezifische Dichte
φ_M	spezifische Dichte des Magnetwerkstoffs
σ	Streukoeffizient, Materialkonstante
σ_z	mechanische Zugspannung
τ	Polteilung, mechanische Schubspannung

τ_n	Nutteilung
φ	Winkel, Potential
Φ	Potential
ψ	Flußverkettung
ψ_σ	Flußverkettung der Nutdämpferwicklung
ω	elektrische Kreisfrequenz
ω_m	mechanische Kreisfrequenz

Lebenslauf

Alois Weschta, geboren am 23. 1. 1953 in Würzburg

Eltern: Alois Weschta

Otilie Weschta, geb. Stadler

Familienstand: verheiratet mit Britta Weschta, geb. Gosselke

1959 - 1965 Volksschule, Würzburg

1965 - 1969 Realschule, Würzburg

1969 - 1972 Gymnasium, Würzburg (Abitur)

1972 - 1973 Grundwehrdienst

1974, 1976 Praktikum

1973 - 1978 Studium der Elektrotechnik an der Universität
Erlangen-Nürnberg, Abschluß: Diplom-Ingenieur

seit 1979 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl
für Elektrische Antriebe und Steuerungen der
Universität Erlangen-Nürnberg

